356 PAGES
8 f
LVe ANNÉE - N° 1656 - MAI 1980

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337 1883

• AUDIO • VIDEO • ELECTRONIQUE • ARGUS HI-FI •

■ BANCS D'ESSAI : La table de lecture DUAL CS 606 □ Le tuner KENWOOD LX 3 □ Le téléviseur ITT OCEANIC 561-111 □□□

■ REALISATIONS : Un moniteur TV le DM V2 □ Une commande automatique d'extinction des codes □ Un intégrateur de lumière □□□

BELGIQUE : 65 F.B. • SUISSE : 4 FS • ITALIE : 2.200 LIRES • ESPAGNE : 175 PTAS • CANADA : 1,75 $ • TUNISIE : 920 MIL.



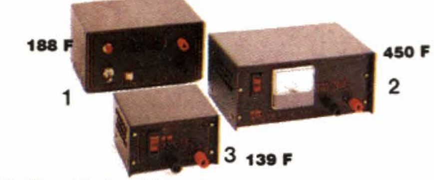
TPE *le vrai spécia*

VOUS TROUVEREZ



534 F — 850 F — 246 F

1. Alimentation variable, 5 A, type AL 6000
2. Alimentation variable, 12 A, type RG 1200
3. Alimentation fixe, 3 A, type RG 340



188 F — 450 F — 139 F

1. Alimentation fixe, 2 A, type Lince
2. Alimentation fixe, 5 A, type AL 5000
3. Alimentation fixe, 2 A, type AL 2000

250 F — 451 F

1. Alimentation réglable, 2 A, type RG 620
2. Alimentation régblable, 3 A, type AL 3000



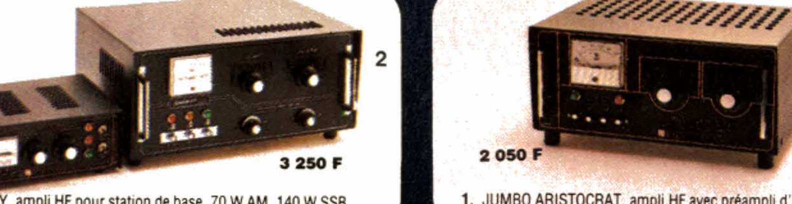
1 400 F — 305 F — 780 F

1. JAGUAR, ampli HF, 100 W AM, 200 W SSB
2. COLIBRI 50, ampli HF, 50 W AM, 100 W SSB
3. BABY, ampli HF, 12-18 W AM, 25-30 W SSB



890 F — 3 250 F

1. SPEEDY, ampli HF pour station de base, 70 W AM, 140 W SSB
2. GALAXI, ampli HF avec préampli d'antenne, 700 W AM, 1 000 W SSB



2 050 F

1. JUMBO ARISTOCRAT, ampli HF avec préampli d'antenne 300 W AM, 600 W SSB, tension d'alimentation 220 V 50 Hz





220 F — 205 F

1. Wattmètre-Tos-mètre avec mesureur de champ, mod 27/110, Puissance : 0-10 - 0-100 W
2. Tos-mètre avec mesureur de champ, mod 27/120, 3 à 30 MHz

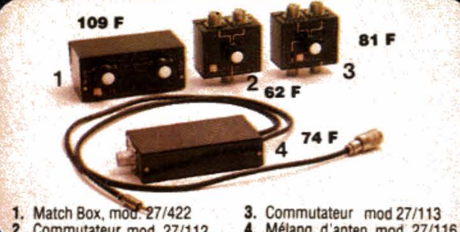
310 F

1. Wattmètre Tos-mètre, puissance 0-2 000 W, 88-175 MHz. Réf. FM-1000
2. Wattmètre Tos-mètre, puissance 0,2 000 W, 3-30 MHz. Réf. 27/1000



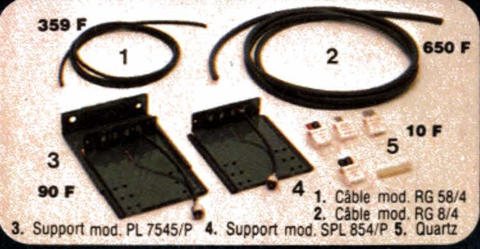
272 F — 205 F

1. Préampli d'antenne, 26-30 MHz, gain > 25 dB, alim. 12 V. Réf. 27/375
2. Préampli d'antenne mobile, 26-30 MHz, gain > 25 dB, alim. 12 V. Réf. 27/380



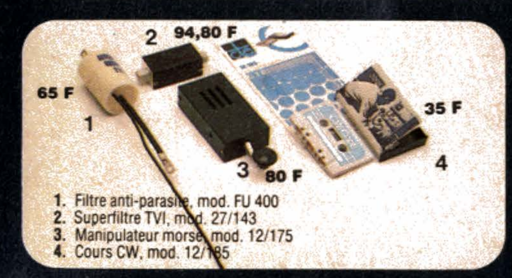
109 F — 81 F — 62 F — 74 F

1. Match Box, mod. 27/422
2. Commutateur mod. 27/112
3. Commutateur mod 27/113
4. Mélang. d'anten. mod. 27/116



359 F — 650 F — 10 F — 90 F

1. Câble mod. RG 58/4
2. Câble mod. RG 8/4
3. Support mod. PL 7545/P
4. Support mod. SPL 854/P
5. Quartz



94,80 F — 65 F — 35 F — 80 F

1. Filtre anti-parasite, mod. FU 400
2. Superfiltre TVI, mod. 27/143
3. Manipulateur morse, mod. 12/175
4. Cours CW, mod. 12/185



Connecteurs coaxiaux



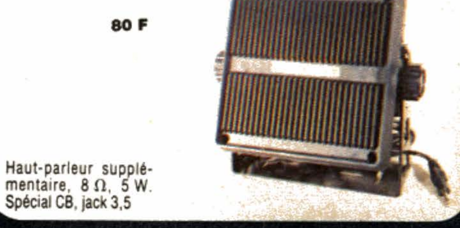
90 F

HP Chambre de compression, spécial pour Public Adresse, 8 Ω 10 V



150 F

Commutateur d'antenne 5 positions, 50 Ω



80 F

Haut-parleur supplémentaire, 8 Ω, 5 W. Spécial CB, jack 3,5



Micro sans fil pour émetteur-récepteur. Excellente modulation

Appel sélectif, homologué P et T, jusqu'à 18 directions

TOUT POUR L'ELECTRONIQUE - 36 bd Magenta 75010 PARIS - Tél. 201 60 14

OUVERT DE 9 h 30 à 12 h - de 14 h à 19 h. Fermé lundi MATIN

liste de la **CB 27 MHz**

TOUT POUR LA **CB**

✱ *Nous vous rappelons que tous les appareils marqués d'un astérisque ne peuvent être utilisés en France, leur emploi n'étant pas permis par les lois et règlements concernant les transmissions et le Code des PTT, car ils ne sont pas homologués.*
(Article L-89 - Code des PTT)

✱



1 250 F



Emetteur-récepteur mobile, 27 MHz, AM, USB, LSB, 80 ch, 4 W AM, 12 W BLU

✱

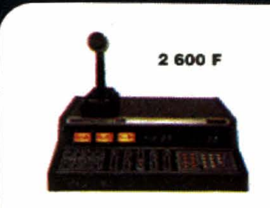


Prix TTC **1980 F**

SIDEBANDER VI

Emetteur-récepteur mobile, 8 W AM, 18 W BLU, 594 ch. Le seul transceiver au pas de 5 kHz

✱



2 600 F

Console 6 SBE

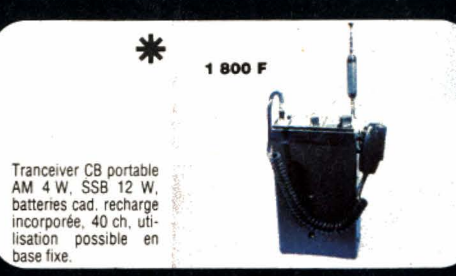
Station de base CB 27 MHz, 594 ch, AM 8 W, USB, LSB, 18 W PEP, micro-processeur incorporé, scanning, alim. 220 Vac et 12 Vcc, HP incorporé



158 F

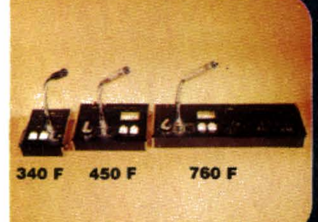
Combiné téléphonique avec pédale PTT

✱



1 800 F

Tranceiver CB portable AM 4 W, SSB 12 W, batteries cad. recharge incorporée, 40 ch, utilisation possible en base fixe.



Micro de table électronique avec préampli, compresseur, contrôle de modulation et équalizer incorporé.

340 F 450 F 760 F



1 250 F

Ampli HF mobile, 26 à 30 MHz « SL 200 » : 100 W AM, 200 W SSB, ampli réception incorporé commutable.



1 400 F

Ampli HF mobile 26 à 30 MHz « Ampère 100 », 100 W AM, 200 W SSB, modulation réglable et contrôle par LED, ampli réception incorporé.



1 650 F

Ampli HF mobile 26 à 30 MHz « Ampère 100 », 100 W AM, 200 W SSB, modulation glable et contrôle par LED, ampli réception incorporé.

ANTENNES
C.T.E. international

Support de gouttière
60 F

Spitfire
492 F

Alfa 27
155 F

Big Star
432 F

Skylab
290 F

GP 127/Mini
205 F

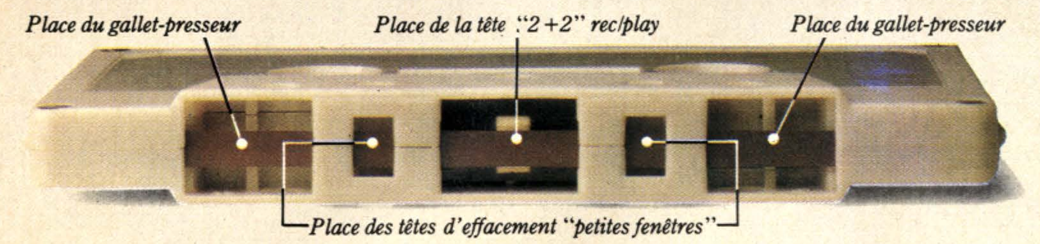
GP 272
198 F

Boomerang

Société TPE importateur exclusif des produits *CTE* INTERNATIONAL

Catalogue général contre 10 F en timbre poste

ENFIN UN AUTO-REVERS[E] AVEC LA NOUVELLE TÊT[E]



Fini les risques d'effacement incomplet sur bande "métal". Le 2 têtes "petites fenêtres" à double entrefer assurent 2 effacements par passage.

L'auto-reverse sans maux de tête.



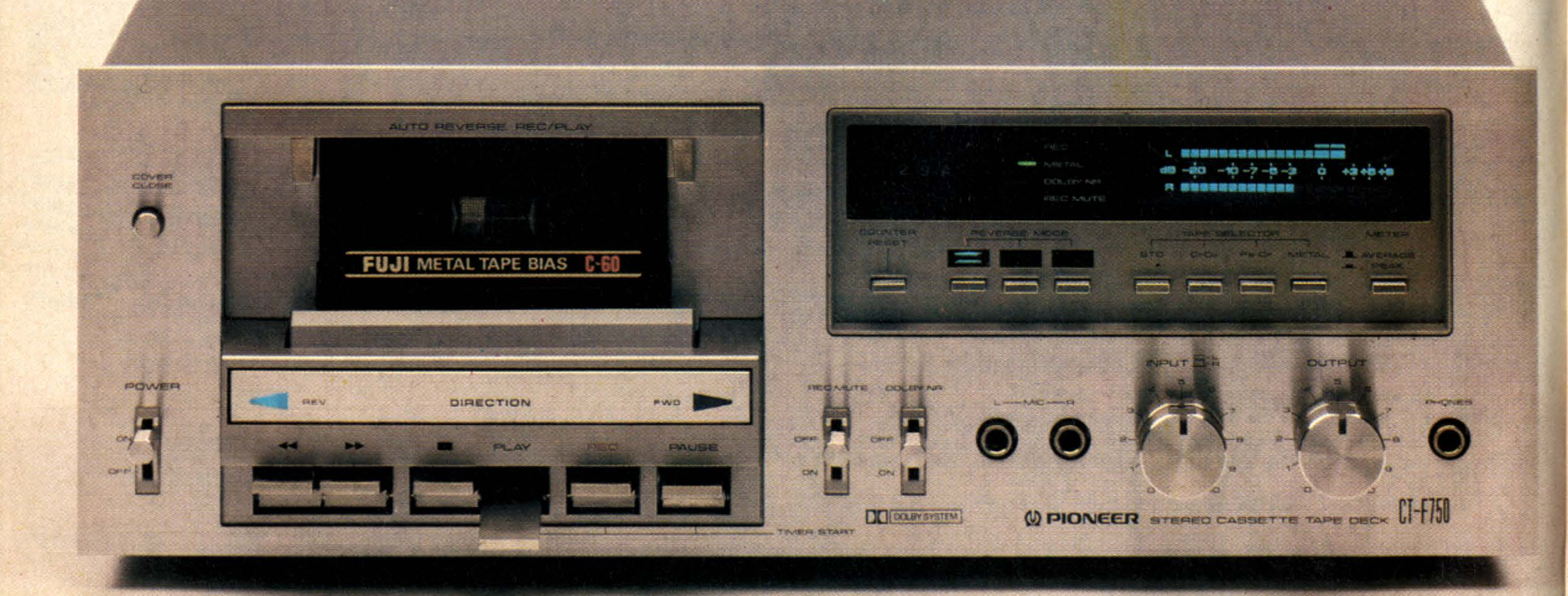
Pratiques mais peu fiables: c'est le jugement que portaient jusqu'à présent les amateurs de Hi-Fi sur les magnéto-cassettes auto-reverse longue durée. Avec le temps, les têtes de lectures rotatives ou basculantes, contraintes de se déplacer constamment pour suivre les différentes pistes de la bande, perdaient leur azimutage. Seule, l'électronique était en mesure de simplifier les mécanismes et de supprimer ce phénomène. Pioneer, utilisant ces techniques de pointe a mis au point la nouvelle tête stationnaire du CT- F 750. Ou plutôt, les nouvelles têtes: une pour l'enregistrement ou la lecture et deux pour l'effacement dans chaque sens.
Sans jamais se déplacer, grâce à ses quatre pistes (2 + 2), la nouvelle tête Pioneer lit ou enregistre d'abord les deux pistes stéréo inscrites au bas de la bande, puis les deux pistes du "second côté". La bonne piste n'est plus découverte mécaniquement, mais électroniquement. Avec cette tête "2 + 2", la bande est toujours en rapport intime avec l'entrefer approprié.

L'âge des têtes métal.

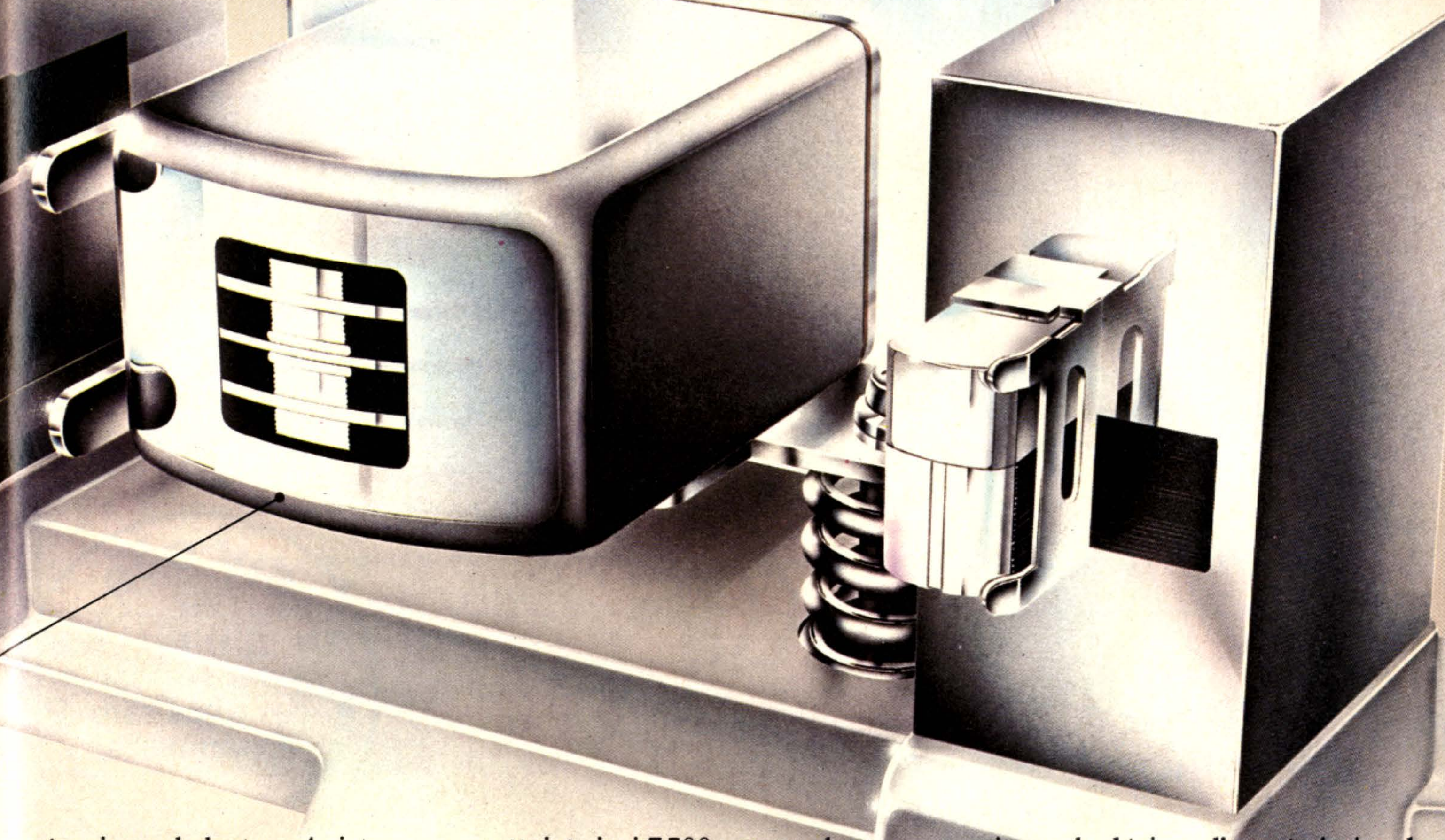
La tête en "hard permalloy" du CT-F 750 est spécialement conçue pour une exploitation optimale des nouvelles bandes au métal pur. Avec ces cassettes, la bande passante va de 20 Hz à 18 000 Hz. Mais les circuits d'égalisation, ceux de polarisation et l'amplificateur de tête garantissent, a fortiori, une lecture idéale de tous les autres types de bandes. Pour l'effacement, les ingénieurs de Pioneer ont mis au point deux micro-têtes disposées en amont et en aval du

La nouvelle tête stationnaire "2 +2" en hard permalloy supprime tous les problèmes d'azimutage. Grâce à ses 4 pistes, elle permet jusqu'à 2 heures d'écoute en continu: l'auto-reverse entre enfin dans l'univers de la Hi-Fi exigeante.

Le Pioneer CT - F 750: le premier magnéto-cassettes auto-reverse qui accepte les bandes "métal". 2 590 F: prix moyen relevé chez plusieurs spécialistes HiFi



E QUI TIENT LA PISTE "2+2" PIONEER



© Marello, Veyrac

mécanisme de lecture 4 pistes. Leur efficacité est totale, même avec les bandes métal dont le taux de magnétisation est important. Réalisées en alliage de fer, d'aluminium et de silicium, elles résistent parfaitement à l'abrasivité accrue de ces bandes. Afin de conserver le système d'entraînement à double cabestan qui assure le taux de pleurage et de scintillement particulièrement bas du CT-F 750 (0,05% WR MS), ces têtes s'insèrent dans les petites fenêtres du boîtier plastique de la cassette. Chacune d'elle est dotée d'un double entrefer ce qui asssure deux effacements par passage. L'intensité magnétique à l'effacement atteint ainsi 7500 gauss, alors que 5000 gauss suffisent pour les bandes métal. Enfin, les trois têtes fixes du CT-F 750 sont montées sur un socle en aluminium moulé qui permet l'évacuation de la chaleur.

3 modes d'enregistement ou de lecture : normal, auto-reverse simple (en fonction sur la photo), auto-reverse en continu.

Autonomie : deux heures pleines.

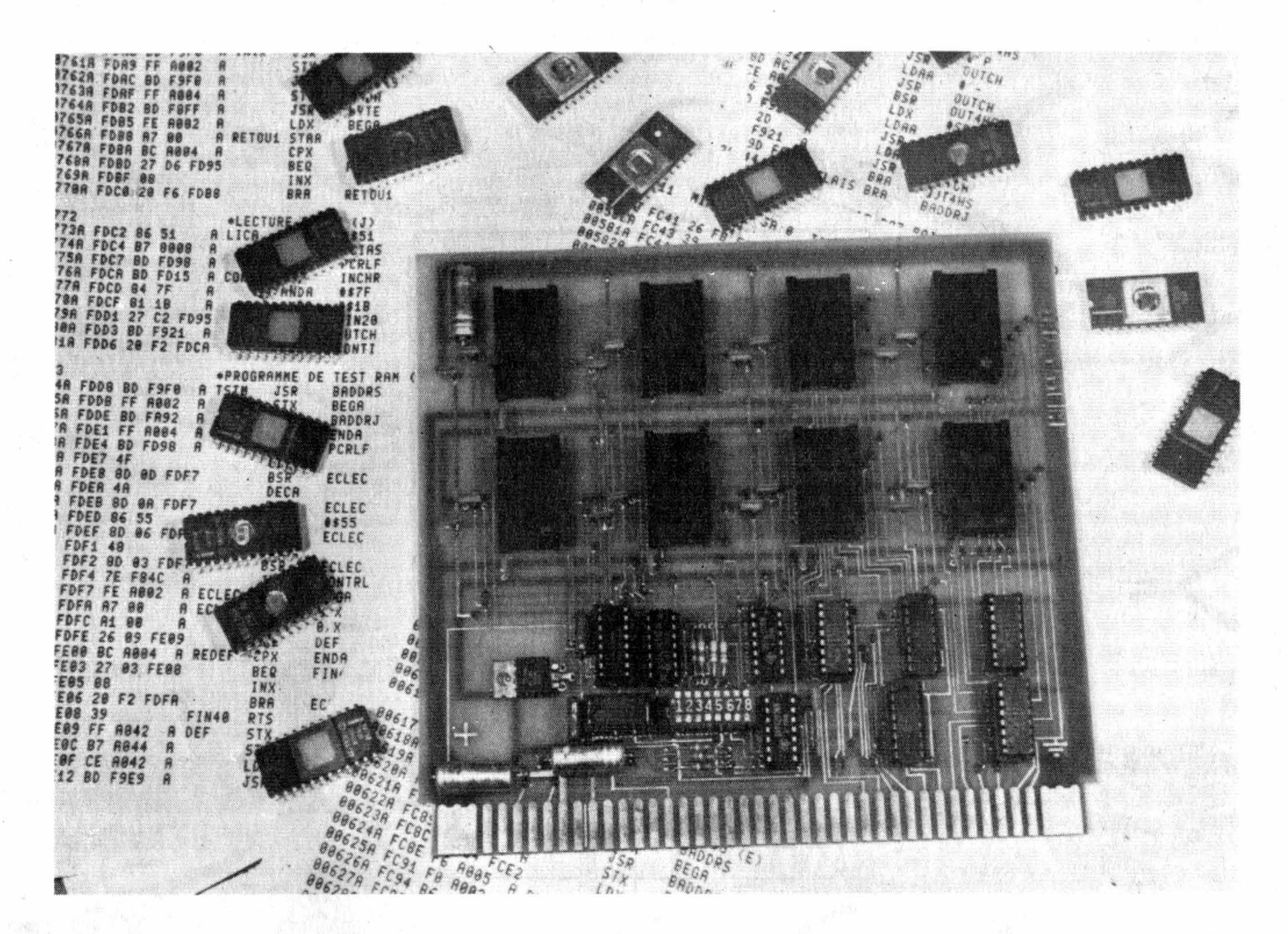
L'inversion automatique du sens de défilement de la bande, commandée par un circuit intégré Pioneer à effet Hall, se fait en 0,3 sec. Le CT-F 750 permet donc deux heures d'écoute d'un programme Hi-Fi entièrement conçu et réalisé par vos soins, ou, si vous le désirez d'une émission de radio en votre absence. L'alliance entre l'électronique et les pièces mécaniques dont le nombre est réduit au minimum, multiplie les possibilités du CT-F 750. Ce magnéto-cassettes est doté, entre autres, d'un branchement pour chrono-réveil et d'une touche Rec-Mute pour l'injection éventuelle de " silences " à l'enregistrement. Sans pour autant altérer ses performances : le rapport S/B est de 69 DB avec le Dolby. Le magnéto auto-reverse ouvre la voie d'une nouvelle génération de platines à cassettes qui vous permettent d'oublier les contraintes techniques pour vous consacrer au son.

PIONEER

La meilleure réponse aux vrais problèmes

Pioneer distribué par MUSIQUE DIFFUSION FRANÇAISE

MINI ORDINATEUR DOMESTIQUE



REALISATION DE LA CARTE UVPROM

CONTRAIREMENT à ce que nous avons annoncé dans notre précédent numéro, ce n'est pas la carte interface parallèle universelle que nous décrirons aujourd'hui, mais la carte support d'UVPROM. La raison de ce changement de programme est à rechercher dans votre courrier. En effet, il ressort de celui-ci un « ras le bol » manifeste de J-BUG et de son petit clavier et les demandes pour notre nouveau moniteur sont de plus en plus pressantes. Ce nouveau moniteur étant sur 2708 ou 2716 et occupant plus de place que J-BUG, il nous faut décrire la carte support d'UVPROM pour vous permettre de l'utiliser. Cette carte trouvera par ailleurs de nombreuses autres applications tel que par exemple le support de l'éditeur-assembleur qui peut être mis en ROM ou le support de vos propres programmes puisque, avec la carte interface parallèle (dont la description suivra celle de la carte UVPROM) vous serez à même de programmer vous-même à partir du mini, les 2708, 2758 et 2716.

L'article d'aujourd'hui va donc être consacré à l'étude et à la réalisation de la carte UVPROM et, en conclusion, nous présenterons rapidement les possibilités de notre nouveau moniteur (qui sera étudié très en détail, y compris ses sous-programmes internes utilisables, le mois prochain).

Un peu de théorie

Si les mémoires effaçables aux ultraviolets (UVPROM en abrégé dans cet article et dans la littérature spécialisée) sont largement répandues, bien peu de personnes, même ayant de larges connaissances en électronique, sont à même d'en expliquer le principe. Notre but n'est pas ici de vous faire un cours de physique des semi-conducteurs. Cependant, nous allons vous exposer en deux mots le principe de ces mémoires qui, si l'on n'entre pas dans le détail, est extrêmement simple.

Chaque cellule mémoire est constituée par un transistor MOS dont la grille est enrobée dans de l'oxyde de silicium aussi parfaitement isolant que possible. Le principe de la mémorisation consiste à charger électriquement ou non cette grille selon que l'on souhaite mémoriser un « 0 » ou un « 1 ». La charge acquise par la grille sera conservée très longtemps car celle-ci est isolée électriquement de l'extérieur ce qui permet de constituer une mémoire morte (à notre échelle des temps). Pour charger cette grille il faut évidemment amener des charges électriques dessus. Cela se fait au moyen d'une tension relativement élevée (+ 25 V en général) qui permet aux électrons de franchir l'isolant sans le détruire.

Référence	Fabricant	1024 X 8	2048 × 8	+ 5 V	+ 12 V	– 5 V	Utilisable
2708	Intel	X		X	X	X	X
2758	Intel	X		X			X
2716	Intel		X	X			X
MCM2708	Motorola	X		X	X	X	X
MCM68708	Motorola	X		X	X	X	X
MCM2716	Motorola		X	X			X
TMS2708	Texas	X		X	X	X	X
TMS2716	Texas		X	X	X	X	Non
TMS2516	Texas		X	X			X
MK2716	Mostek		X	X			X
2708	Tous fabricants	X		X	X	X	X
2716/2516	A voir		X	X			X
2716	A voir		X	X	X	X	Non

Fig. 1. – Tableau comparatif des différents types d'UV PROM (voir texte)

La procédure de programmation tant en ce qui concerne les niveaux électriques qu'en ce qui concerne le « timing » des signaux sera d'ailleurs explicitée en détail lors de l'étude du programmeur réalisé à partir de la carte IPU. Pour effacer une telle mémoire il faut réaliser l'opération inverse, c'est-à-dire éliminer les charges accumulées sur cette grille isolée. Ce travail est accompli par l'exposition de la mémoire aux rayons ultraviolets grâce à l'énergie communiquée aux électrons par les photons qui permet à ceux-ci (les électrons) de franchir à nouveau l'isolant sans le détruire. Pour permettre cette exposition, la « puce » de silicium de la mémoire est recouverte par une fenêtre transparente (généralement en quartz) ce qui permet entre autre, de se faire une idée de la taille réelle de la partie active d'un circuit intégré (la « puce » d'une 2708 comprend à peu près 8500 transistors MOS).

En raison de la complexité des phénomènes physiques mis en jeu, les premiers modèles de mémoires effaçables aux ultraviolets nécessitaient trois tensions d'alimentation (+ 5 V, + 12 V, – 5 V) et avaient un temps d'accès important (1 μs) et une capacité relativement faible (256 mots de 8 bits pour la 1702). De plus leur mode de programmation était complexe. L'amélioration de la technologie permet aujourd'hui d'avoir des composants beaucoup plus performants ainsi que nous allons le voir, mais la non normalisation des références peut compliquer parfois la vie de l'amateur qui ne sait plus très bien ce qu'il achète. Nous allons donc essayer de débrouiller un peu la situation ce qui nous conduira ensuite naturellement à l'analyse du schéma de la carte.

Les différents types d'UV PROM

Nous allons laisser de côté les vieilles UVPROM inutilisables sur notre système parce que trop lentes ou ayant une capacité trop faible ainsi que les modèles aux brochages non normalisés ou aux modes de programmation spéciaux. Ce sont en particulier les 1702, MM5203 et MM5204.

La tableau de la figure 1 va nous aider quelque peu sans toutefois apporter de solution miracle.

Actuellement il existe deux grandes familles d'UVPROM. Les 1 K mots de 8 bits et les 2 K mots de 8 bits. Bien que des modèles 4 K mots de 8 bits et 8 K mots de 8 bits soient annoncés, nous n'en parlerons pas car leur disponibilité est plus qu'hypothétique et leur prix est à peu près de l'ordre de grandeur de celui de notre carte entièrement équipée en 2708 !

Dans chaque famille il existe deux sous-ensembles. Les mémoires tri-tension d'alimentation (+ 5, + 12, – 5) et les mémoires monotension (+ 5 V). Pour la famille 1 K mots de 8 bits il n'y a aucun problème. Les mémoires tri-tensions s'appellent toutes 2708 (ou quelque chose 708, le « quelque chose » dépendant du fabricant, par exemple pour Motorola MCM68708 ou pour Sesco SFF71708) et la mémoire monotension s'appelle toujours 2758.

Pour la famille 2 K mots de 8 bits la situation est plus désagréable car, hormis Texas qui appelle sa mémoire 2716 en tri-tension et 2516 en monotension. Les autres appellent tous leurs mémoires 2716 et il faut voir la fiche technique pour savoir si elle est tri ou monotension.

Le tableau de la figure 1 indique les références de quelques mémoires chez les plus importants fabricants ainsi que les tensions d'alimentation. Vous pouvez apprécier en particulier :

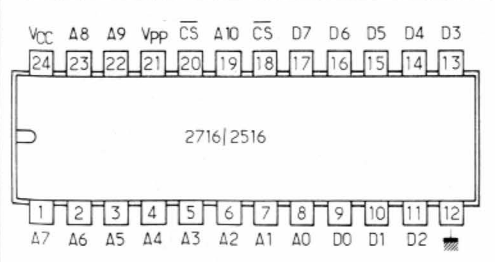
- la MCM 2716 monotension
- la TMS 2716 tri-tension
- la MK 2716 monotension

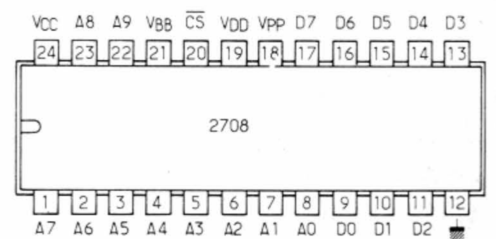
... sans commentaire...

La colonne « utilisable » du tableau précise quelles mémoires sont utilisables sur notre carte. Seules les 2716 tri-tension ne le sont pas en raison de leur brochage incompatible de façon simple avec celui des autres modèles. Par ailleurs les 2716 tri-tension sont appelées à disparaître assez rapidement.

Au niveau amateur et en ce qui nous concerne le meilleur choix, pour l'instant, est, de l'avis de l'auteur, la 2708. En effet cette mémoire est extrêmement répandue, son prix est relativement bas (≃ 90 F) et le taux de déchet est assez faible. Son principal défaut est la difficulté de programmation comparativement aux autres mais cela ne nous gêne pas, le programmeur qui sera décrit étant prévu pour. Le fait qu'il faille trois alimentations n'est pas, dans le cas du mini-ordinateur, un inconvénient puisque ces trois tensions existent déjà dans le système (le raisonnement serait différent si nous réalisions un ensemble autonome).

Les 2758 et 2716 sont très alléchantes (une seule alimentation, facilité de programmation) mais ont deux gros défauts, le prix (300 F pour une 2716 monotension) et la disponibilité (un délai de six mois est normal !). Notre carte peut cependant recevoir ces mémoires, la sélection entre 2708, 2758 et 2716 ayant lieu par mise en place







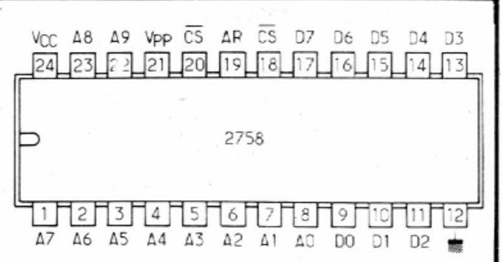


Fig. 2. – Brochage comparé des trois types de PROM.

2708					
Mode	18	19	20	21	24
Lecture	Masse	+ 12 V	Masse	– 5 V	+ 5 V
Non adressée	Masse	+ 12 V	+ 5 V	– 5 V	+ 5 V
Programmation	Impulsions + 26 V	+ 12 V	+ 12 V	– 5 V	+ 5 V

2758					
Mode	18	19	20	21	24
Lecture	Masse	Masse	Masse	+ 5 V	+ 5 V
Repos	+ 5 V	Masse	Qque	+ 5 V	+ 5 V
Programmation	Impulsions + 5 V	Masse	+ 5 V	+ 25 V	+ 5 V
Vérification	Masse	Masse	Masse	+ 25 V	+ 5 V
Arrêt programmation	Masse	Masse	+ 5 V	+ 25 V	+ 5 V

2716/2516				
Mode	18	20	21	24
Lecture	Masse	Masse	+ 5 V	+ 5 V
Repos	+ 5 V	Qque	+ 5 V	+ 5 V
Programmation	Impulsions+5V	+ 5 V	+ 25 V	+ 5 V
Vérification	Masse	Masse	+ 25 V	+ 5 V
Arrêt programmation	Masse	+ 5 V	+ 25 V	+ 5 V

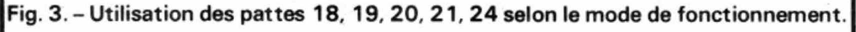


Fig. 3. – Utilisation des pattes 18, 19, 20, 21, 24 selon le mode de fonctionnement.

Fig. 4. – Câblage des supports de la carte UVPROM

ou non de certains straps sur la carte. Avant d'aborder le schéma de celle-ci, nous allons nous attarder un peu sur le brochage des mémoires et sur la fonction de certaines pattes selon le mode de travail de la mémoire, ce qui nous permettra de justifier plus facilement le schéma de la carte.

La figure 2 présente le brochage des trois types de mémoire qui nous intéressent. On remarque en premier lieu que l'affectation des pattes 1 à 17 et 24, 23, 22 et 20 est identique pour les trois boîtiers ce qui justifie le terme de compatibilité du brochage employé par les fabricants. Les pattes 21 et 18, 19 ont par contre un rôle différent selon les modèles. Rôle qui est précisé dans les tableaux de la figure 3.

La patte 21 de la 2708 est l'alimentation – 5 V et la patte 19 l'alimentation + 12 V. Pour la 2758 qui est monotension, la patte 19 doit être maintenue à la masse tandis que 21 est au + 5 V en fonctionnement normal et est utilisée pour l'application de la « haute tension » de programmation. Le même rôle est attribué à la patte 21 des 2716 tandis que 19 n'apparaît plus dans le tableau puisque, ainsi que le montre la figure 2 celle-ci est devenue la ligne d'adresse A_{10}. Le rôle de la patte 18 est quelque peu identique pour les trois modèles bien que les niveaux de tension à y appliquer soient parfois différents. Pour la 2708 c'est la broche de programmation qui doit rester à la masse en fonctionnement normal et qui est alimentée par des impulsions de + 26 V en mode programmation. Pour les 2758 et 2716 c'est une entrée « Chip Select » supplémentaire qui active le boîtier lorsqu'elle est mise à la masse ce qui est donc, en mode lecture, compatible avec la 2708. Par contre, en mode programmation ce sont des impulsions de + 5 V seulement qui y sont appliquées.

L'étude de ces différentes utilisations des quelques pattes des boîtiers nous a conduit à réaliser une carte à même de recevoir indifféremment les trois modèles de mémoires. Initialement nous avions prévu de pouvoir mélanger celles-ci sur la carte. Pratiquement il s'est avéré que cela conduisait à une densité du nombre de straps de sélection beaucoup trop importante (4 par boîtiers plus ceux de sélection d'adresse) aussi avons-nous décidé que le choix du type de mémoire se ferait au niveau de la carte ce qui, il faut le reconnaître, n'est pas très contraignant.

Présentation de la carte UVPROM

Ainsi que le montrent les schémas, que nous allons étudier, et les photographies, la carte est équipée de huit supports à même de recevoir des 2708, 2758 et 2716 monotension. Un certain nombre de straps réalisent la sélection du type de mémoire utilisée en commutant les signaux appliqués sur les pattes 18, 19 et 21 des supports conformément à ce que nous avons exposé ci-avant. Par ailleurs un circuit de décodage d'adresses très élaboré permet de n'occuper en mémoire du mini que la taille correspondante aux supports réellement équipés d'un boîtier contrairement aux réalisations commerciales qui, elles, mobilisent systématiquement en mémoire la taille maximum pour laquelle elles sont prévues.

Le schéma

La figure 4 présente tout d'abord le schéma de câblage d'un support de la carte UVPROM. Les sept autres étant montés de la même façon. Compte tenu des études précédentes, peu de commentaires sont à faire. On remarque que la patte 18 a été mise en permanence à la masse, la patte 19 reçoit A_{10} pour les 2716 et + 12 V ou 0 V pour les 2708 ou 2758, tandis que la patte 21 reçoit du – 5 V, fabriqué à partir du – 12 V au moyen d'un régulateur intégré, pour les 2708 ou du + 5 V pour les 2758.

Fig. 5. – Schéma de la partie logique de la carte UVPROM.

Entrées					Sorties							
G_1	G_2	C	B	A	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7
X	1	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
0	X	X	X	X	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Fig. 6. – Table de vérité du 74138 (X = état quelconque)

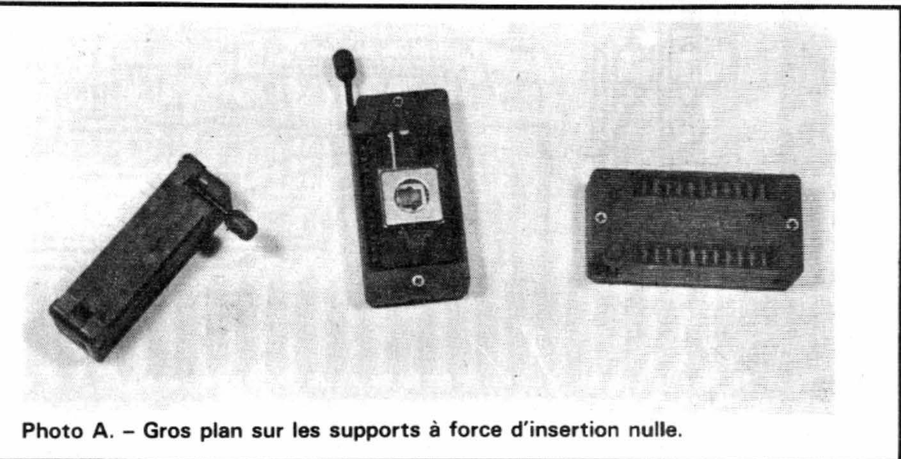
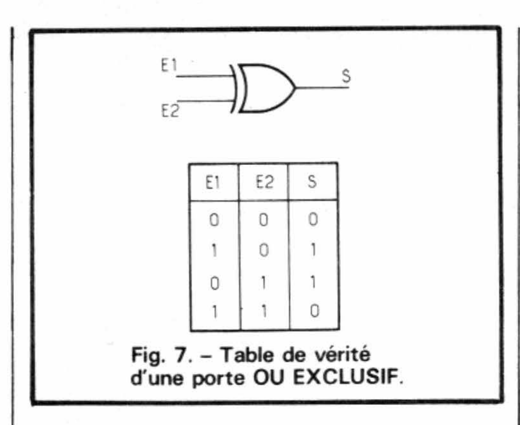


Photo A. – Gros plan sur les supports à force d'insertion nulle.

Par ailleurs la patte « Chip Select » (20) reçoit un signal issu du circuit de décodage d'adresses que nous allons étudier ci-après. Les tensions d'alimentation sont découplées au niveau de chaque boîtier au moyen de condensateurs de 22 nF. Les alimentations + 5 V, + 12 V et – 12 V sont elles aussi découplées au niveau de la carte par des chimiques de 220 μF.

Le strap S_{12} permet de débrancher le régulateur – 12 V. Pratiquement il n'a aucune utilité et est une survivance de la première version de cette carte. En effet soit il faut du – 5 V auquel cas le régulateur est câblé, soit il ne faut pas de – 5 V auquel cas le régulateur n'est pas monté, une de ses pastilles de patte servant à la mise en place d'un strap. Ce strap S_{12} sera donc toujours en place.



E1	E2	S
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Fig. 7. – Table de vérité d'une porte OU EXCLUSIF.

La figure 5 présente les autres éléments de la carte, à savoir, les amplis de bus d'adresses et de données, le circuit de décodage d'adresse et les straps de sélection d'adresse de la carte.

Les trois 8T97 amplis d'adresses et de signaux de contrôles sont activés en permanence par mise à la masse des pattes 1 et 15 ainsi que les deux amplis situés à l'extrême gauche du 8T97 du bas de la figure par mise à la masse de la patte 1.

Un élément surprenant, au premier abord, peut être l'utilisation de 8T97, donc d'amplis unidirectionnels, pour les données, ceci est normal puisque les mémoires de la carte sont des ROM donc ne peuvent qu'être lues par le microprocesseur.

Le circuit de décodage d'adresse de la carte fait appel à des circuits OU EXCLUSIF à sorties à collecteur ouvert selon une pratique que nous avons déjà employée. La figure 7 rappelle la table de vérité d'une telle porte et permet de comprendre le principe du décodage. Pour que les circuits de

SOLDER SIDE

Fig. 8. – Dessin à l'échelle 1 du circuit imprimé de la carte UVPROM côté cuivre.

la carte soient activés, il faut que le signal ADEC (fig. 5) soit à 1. C'est-à-dire que toutes les sorties des OU EXCLUSIFS soient à l'état haut. C'est-à-dire encore (compte tenu de la table de vérité de la fig. 7) que les lignes d'adresses arrivant sur les entrées de ces portes soient au niveau opposé à celui fixé par les straps S_1 à S_6. Un exemple sera plus clair :

– supposons que S_7, S_8 et S_9 soient en place ;

– supposons que nous placions S_6, S_4, S_2 ;

– ADEC sera à 1 pour : $A_{15} = 1$ et $A_{14} = 0$ et $A_{13} = 1$ et $A_{12} = 0$ et $A_{11} = 1$ et $A_{10} = 0$ (il faut que les lignes d'adresses soient dans l'état contraire de celui imposé par les straps. C'est bien ce que nous écrivons ici) ;

– ADEC sera donc à 1 pour toute adresse du type A8XX, A9XX, AAXX, ABXX (XX représentent deux chiffres hexadécimaux quelconques) à l'exclusion de toute autre combinaison.

Nous reviendrons, après la réalisation de la carte, sur l'utilisation de ces straps et sur l'adresse qu'ils engendrent ainsi que sur l'étendue mémoire qu'ils définissent.

Le signal ADEC passe dans une porte NAND conjointement à VMA (nous vous rappelons que VMA doit être à 1 pour qu'une adresse présente sur le bus ait une signification) ce qui génère le signal VAL. Donc lorsque la carte est adressée : ADEC = 1 et VMA = 1 ce qui implique que VAL = 0. Ce signal active un 74138 au moyen de ses entrées G_2A et G_2B comme le montre la table de vérité de la figure 6 et, d'autre part, est inversé pour, après passage dans une porte NAND conjointement à R/W et Ø 2, activer les 8T97 de données. Nous vous rappelons que les échanges de données sur le bus ont lieu quand Ø 2 = 1 et qu'une lecture du microprocesseur se traduit par R/W = 1, les 8T97 ne sont donc activés que lorsque simultanément :

Ø 2 = 1, R/W = 1, VAL = 0 (c'est-à-dire ADEC = 1 et VMA = 1).

Ces circuits ne sont donc activés que lorsque la carte est adressée et lue par le microprocesseur. Dans tous les autres cas leurs sorties sont à l'état haute impédance.

Le circuit 74138, quant à lui, se charge d'activer le CS (Chip Select) du support concerné par l'adresse en cours. Pour cela il reçoit le signal VAL sur G_2A et G_2B ce qui rend ce circuit actif et par ailleurs les lignes d'adresses A_{12}, A_{11} et A_{13} ou A_{10} (selon que les mémoires sont des 2716 ou des

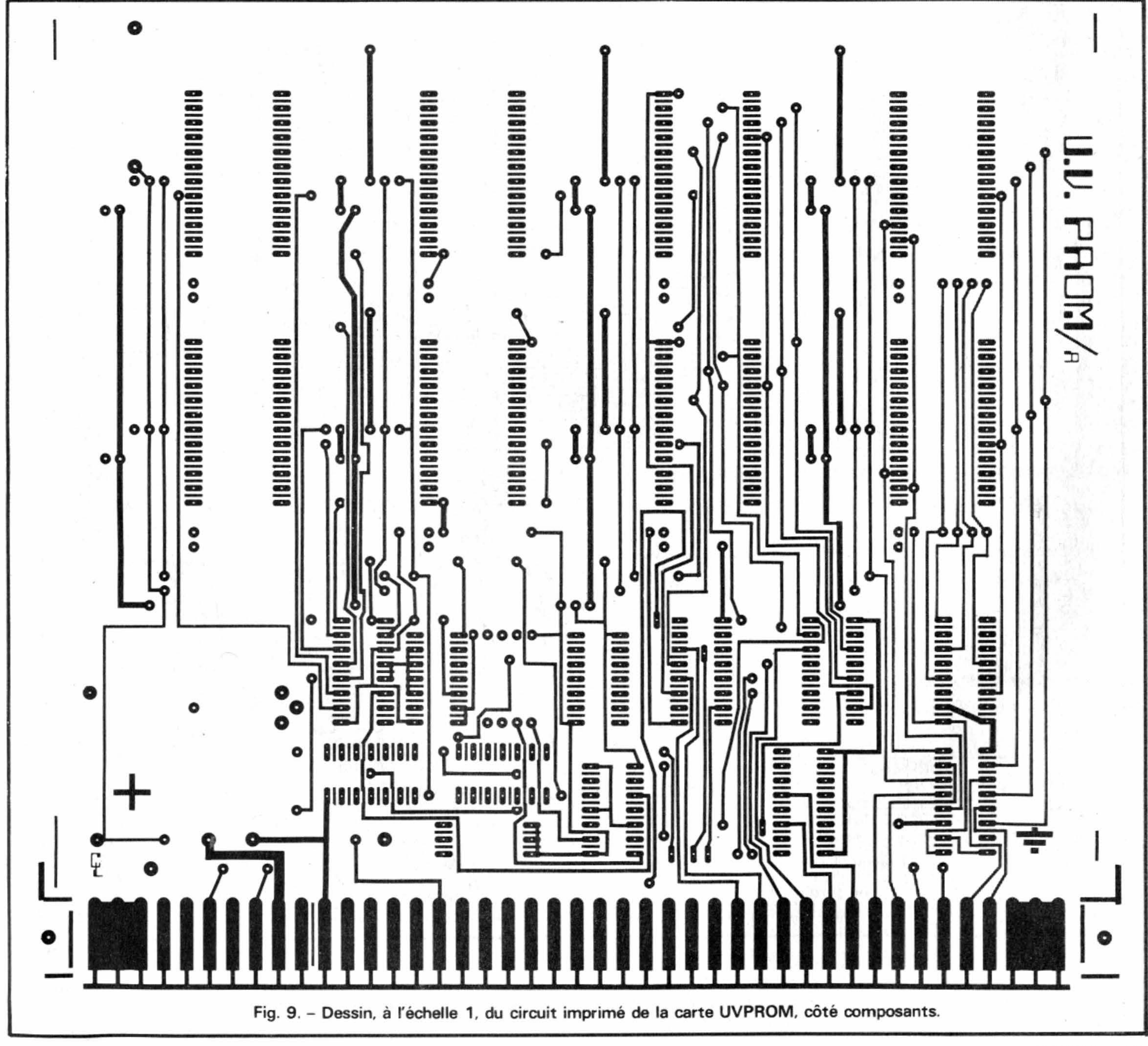


Fig. 9. – Dessin, à l'échelle 1, du circuit imprimé de la carte UVPROM, côté composants.

2708/2758). L'examen du tableau de vérité de la figure 6 montre clairement que la sélection des boîtiers a bien lieu dans l'ordre logique. Un exemple sera le bienvenu ici encore :

- supposons que tous les straps S_1 à S_9 soient enlevés et que S_{11} soit mis en place (carte équipée avec des 2708 donc) ;
- VAL sera à 0 pour $A_{15} = 0$ et $A_{14} = 0$ et $A_{13} = 0$;
- la sortie Y_o du 74138 (donc CS_o) sera à 0 pour A = B = C = 0 donc pour $A_{10} = A_{11} = A_{12} = 0$ ce qui signifie que le support 0 sera activé par son Chip Select pour les adresses 0000 à 03FF ce qui correspond bien à 1 K octet. Ensuite pour A = 1, c'est-à-dire pour $A_{10} = 1$ le support 1 sera activé ce qui correspond aux adresses 0400 à 07FF et ainsi de suite.

Nous reviendrons sur ce décodage après la réalisation pratique au paragraphe utilisation des straps.

Réalisation pratique

Comme à l'accoutumée, la carte UVPROM est constituée d'un circuit imprimé double face à trous classiques au format qui vous est maintenant connu. Ce circuit imprimé nu, percé ou non percé est disponible chez FACIM (19, rue de Hegenheim 68300 Saint-Louis) ou peut être réalisé par vos soins en utilisant les dessins à l'échelle 1 publiés figures 8 et 9 respectivement pour les faces cuivre et composants. Une remarque au sujet de la réalisation « amateur » de ces circuits : celle-ci est parfaitement possible par une méthode photographique quelconque, par contre l'utilisation de feutre à circuit imprimé est suicidaire en raison de la finesse du tracé et de la tendance qu'a ce feutre à générer des micro-coupures sur les pistes très étroites. Si cette description du circuit imprimé ne

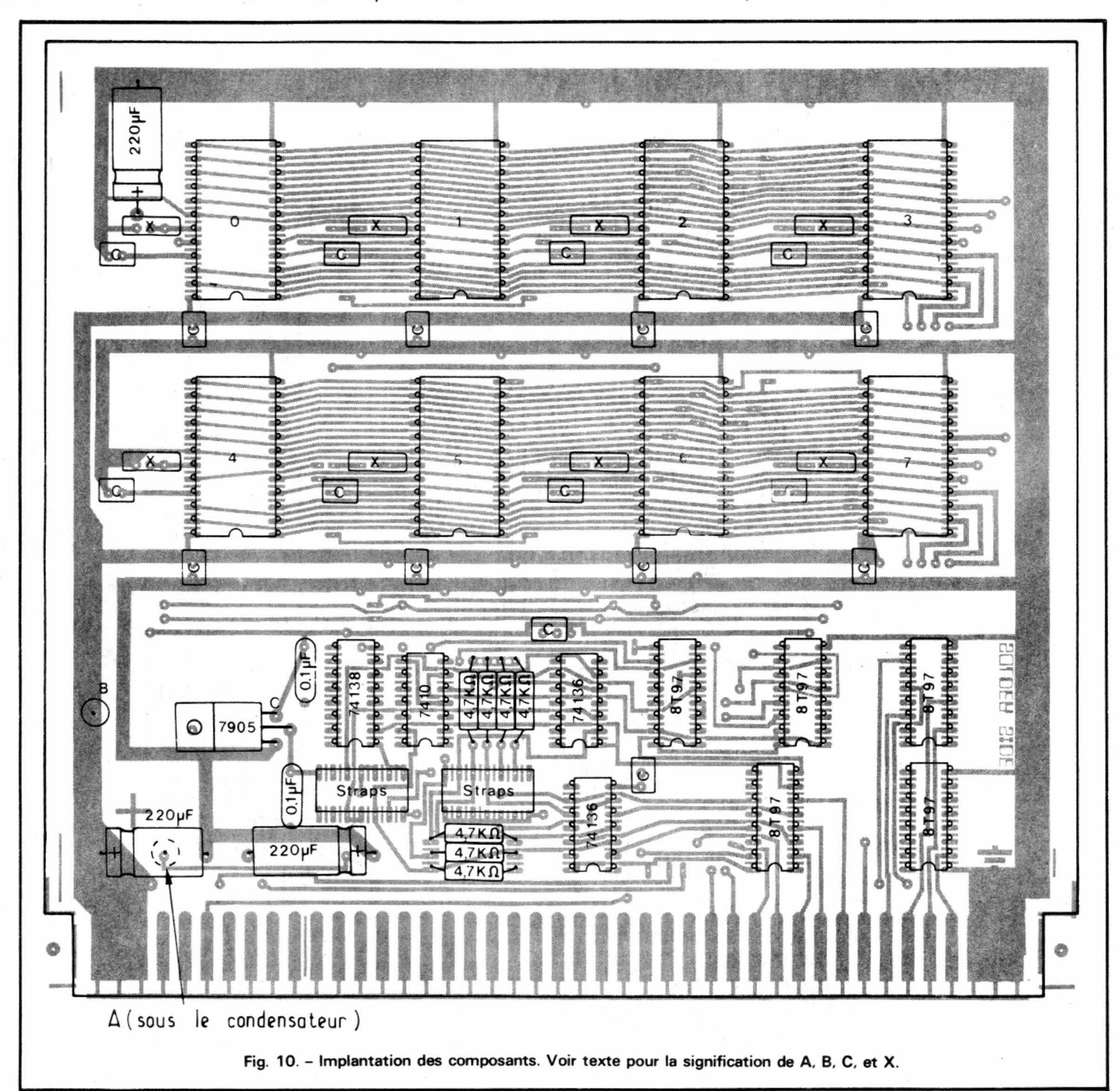


Fig. 10. – Implantation des composants. Voir texte pour la signification de A, B, C, et X.

demande pas plus de commentaire, il n'en est pas de même de l'implantation des composants qui devra être faite avec beaucoup d'attention après avoir soigneusement lu ce qui suit.

Le plan d'implantation est représenté figure 10. Compte tenu de leur nombre très important les passages entre faces n'y ont pas été repérés ; ils sont très facilement reconnaissables lorsque l'on a la carte entre les mains, puisque toutes les pastilles où ne se trouve pas un composant sont des pastilles de traversée entre faces.

Le câblage commencera donc par la mise en place de ces traversées, d'autant plus que certaines sont situées sous des supports de circuits intégrés. Attention, un oubli n'est pas gênant, sous un support c'est cependant plus grave car il faut dessouder le circuit intégré. Aucune traversée ne sera mise en place dans les trois pastilles encadrées par les rectangles repérés X sur le plan d'implantation.

La deuxième étape sera la mise en place des supports 14 et 16 pattes en premier puis 24 pattes ensuite. La soudure des pattes côté composants est parfois un peu délicate en particulier au niveau des 74138 et 7410. Procédez avec soin et vérifiez à l'ohmmètre la qualité du contact et l'absence de pont de soudure entre pastilles adjacentes et entre pastille et piste voisine. Pour simplifier au maximum votre travail, un effort a été fait au niveau dessin du circuit pour qu'aucune soudure ne soit à faire côté composants au niveau des supports 24 pattes.

Le câblage est à poursuivre par la mise en place des condensateurs de découplage (220 µF et 22 nF). Les repères C de la figure 10 correspondent aux 22 nF. Ceux-ci seront impérativement tous câblés car au niveau des supports, ils servent de liaisons entre faces. Les résistances seront ensuite mises en place.

Le régulateur – 5 V ne sera pas câblé pour l'instant, et les points A et B ne seront pas munis de traversées entre faces. Le point B n'existe d'ailleurs pas sur les premières versions de cartes UVPROM fournies par FACIM. La mise en place du régulateur, des traversées A et B et d'éventuels composants dans les rectangles X va faire l'objet du paragraphe ci-après car cela dépend du type de mémoire choisie pour équiper la carte.

Avant de passer à la suite, vérifiez soigneusement vos soudures et l'absence de ponts particulièrement côté cuivre du CI au niveau des supports de PROM. Ne vous fiez pas à vos yeux mais employez plutôt un ohmmètre. Des liaisons peuvent parfois être faites par de minuscules filaments de soudure quasiment invisibles à l'œil nu.

Choix du type de PROM

Nous n'allons pas vous conseiller ici tel ou tel modèle, nous avons dit ce que nous en pensions en début d'article. Le but de ce paragraphe est de vous indiquer quels sont les composants à mettre en place ou non selon le modèle de mémoire choisi. Pour cela nous avons réalisé deux figures (11 et 12) ; l'une indique comment équiper l'emplacement X, l'autre présente sous forme de tableau ce qu'il faut, ou ne faut pas, mettre en place.

En ce qui concerne X :

– Dans le cas des 2708 il faut mettre, au niveau de chaque support, un condensateur de 22 nF dans les deux trous de gauche (carte en face de soi côté composants, connecteur en bas) ; le trou de droite est à laisser libre.

– Dans le cas des 2758 il faut mettre un strap dans les trous de gauche, le trou de droite est à laisser libre.

– Dans le cas des 2716/2516 il faut laisser libre les deux trous de gauche et mettre un passage entre faces dans le trou de droite.

Ceci est à réaliser au niveau de chaque emplacement X correspondant à un support qui sera équipé d'une mémoire. Une bonne pratique consiste à le faire pour tous les emplacements.

Pour ce qui est des autres points et ainsi que le montre la figure 12 :

– Pour des 2708 le régulateur – 5 V est câblé ; B reste libre ; A est muni d'une traversée entre faces.

– Pour des 2758 le régulateur – 5 V n'est pas câblé ; un strap est mis en place entre B et C (C est le point haut du régulateur ainsi que le montre la fig. 10) et le point A reste libre.

– Pour des 2716/2516 même procédure que pour les 2758 (sauf bien sûr en ce qui concerne l'équipement des rectangles X).

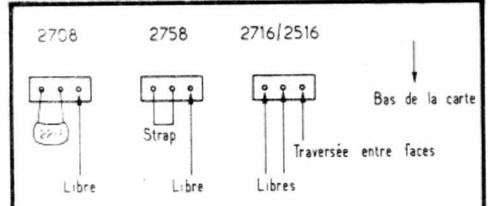


Fig. 11. – Equipement de l'emplacement X selon le type de mémoire (voir texte et figure 12).

Remarques importantes

Ainsi que nous l'avons dit en début d'article on ne peut mélanger sur la carte différents types de PROM, en conséquence, il faut prendre garde aux points suivants :

– Veillez à ce que les emplacements X soient équipés de la même façon (c'est-à-dire pour le même type de mémoire sur toute la carte).

– Lorsque vous changez de type de mémoire, n'oubliez pas d'enlever les traversées entre faces aux points voulus (par exemple pour un passage de 2708 à 2758, n'oubliez pas d'enlever la traversée située en A). Pour ceux d'entre vous qui disposent des premières livraisons de carte UVPROM FACIM, le point B n'existe pas. Il est à percer de façon à se trouver au milieu de la large piste du + 5 V qui est côté cuivre et à hauteur du point C (pastille haute du régulateur – 5 V).

Ceux d'entre vous qui souhaitent pouvoir changer rapidement, et qui de plus pensent le faire souvent, de mémoire, peuvent équiper leur carte avec des supports du type représenté sur une photographie ; ce support dispose d'un levier de blocage. Dans une position la mémoire entre et sort du support sans aucun effort et quand le levier est abaissé la mémoire est maintenue extrêmement fermement dans celui-ci. Le seul inconvénient de ces supports est leur prix qui avoisine les 50 F (!).

Utilisation des straps d'adressage

Bien que celle-ci se déduise assez facilement de la figure 5 et des tables de vérité associées, nous voulons vous éviter de fastidieuses recherches au moyen des quelques indications ci-après. En premier lieu, la figure 13 précise le repérage de l'emplacement de ces straps ainsi que la numérotation adoptée pour les supports.

Le strap S_{12} est à maintenir en place lors-

Figure 12. – Configuration de certains points de la carte selon le type de mémoire employée (voir texte et fig. 11).

Mémoire	Régulateur	Point B	Point A	Rectangle X
2708	Oui	Libre	Traversée entre faces	Figure 11
2758	Non	Relié à C par un strap	Libre	Figure 11
2716/2516	Non	Relié à C par un strap	Libre	Figure 11

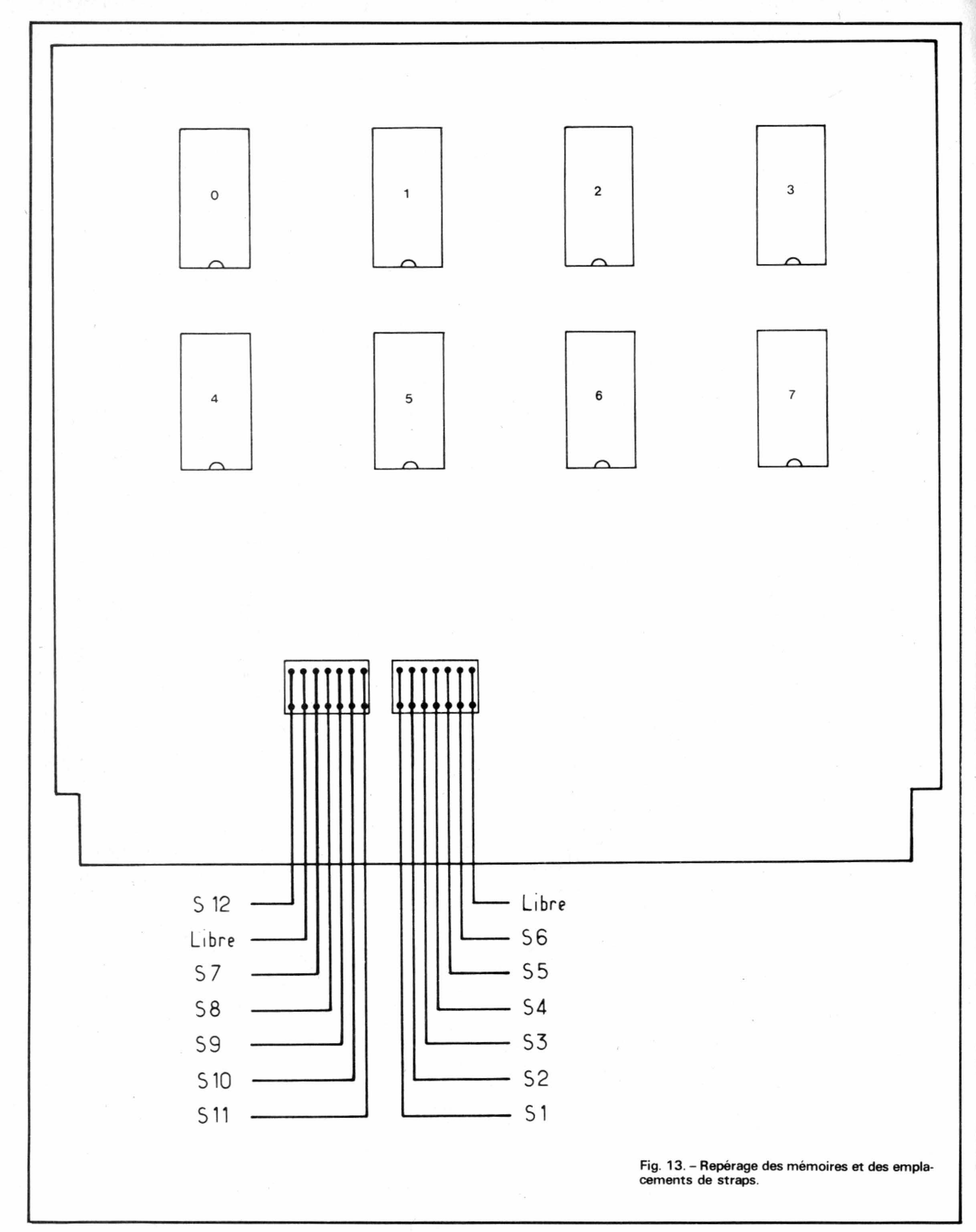


Fig. 13. – Repérage des mémoires et des emplacements de straps.

S_9 = 0 S_3 quelconque			
S_6	S_5	S_4	Etendue de W
0	0	0	0 à 1
0	0	1	2 à 3
0	1	0	4 à 5
0	1	1	6 à 7
1	0	0	8 à 9
1	0	1	A à B
1	1	0	C à D
1	1	1	E à F

S_8	S_7	S_2	S_1	Etendue de X
0	X	X	X	0 à F
1	0	0	X	0 à 7
1	0	1	X	8 à F
1	1	0	0	0 à 3
1	1	0	1	4 à 7
1	1	1	0	8 à B
1	1	1	1	C à F

Adresse de la carte : WXYZ
Etendue de Y de 0 à F
Etendue de Z de 0 à F

S_9 = 1				
S_6	S_5	S_4	S_3	Valeur de W
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	A
1	0	1	1	B
1	1	0	0	C
1	1	0	1	D
1	1	1	0	E
1	1	1	1	F

Figure 14. – Tableaux de définition des adresses de la carte en fonction de la position des straps (voir texte).

que le régulateur – 5 V est câblé ; dans le cas contraire il n'a aucune importance.

Pour des 2708 ou 2758, S_{11} est à mettre en place tandis que pour des 2716, S_{11} est enlevé et S_{10} est mis en place.

Ensuite il faut être conscient du fait que la carte peut ou non occuper la place correspondante aux supports réellement équipés d'une mémoire. Ce choix se faisant par mise en place ou enlèvement de S_7, S_8, S_9.

Un exemple étant plus parlant qu'un long discours ; allons-y :

- Soit WXYZ l'adresse de la carte.
- W est choisi (comme indiqué dans l'étude théorique compte tenu de la table de vérité de la fig. 7) par S_6, S_5, S_4 et S_3 si S_9 est en place. Si S_9 est absent W est choisi seulement par S_6, S_5 et S_4 ce qui veut dire que la carte occupera systématiquement 8 K quel que soit le nombre de supports occupés. Si S_9 est présent, W pourra être choisi de 0 à E et la carte occupera seulement 4 K (ou moins si l'on choisit X comme indiqué ci-après).
- X est choisi partiellement par S_1 et S_2 si S_7 et S_8 sont présents. Si S_7 et S_8 sont absents X peut être quelconque et nous sommes ramenés au cas précédent (choix de W seulement). Si S_8 seul est présent l'adresse de la carte sera choisie par pas de 2 K octets puisque X sera choisi dans la plage 0 à 7 (S_2 mis en place) ou 8 à F (S_2 enlevé). Si S_8 et S_7 sont présents, l'adresse de la carte sera choisie par pas de 1 K octet (cas d'un seul support occupé ce qui est souvent le cas) puisque X sera choisi dans une des plages 0 à 3, 4 à 7, 8 à B, C à F.

La figure 14 précise un peu ces choix de W et X en fonction des straps mis en place.

Par ailleurs, compte tenu du décodage effectué par le 74138 et de la numérotation des supports indiqués figure 13, les adresses des supports seront les suivantes. L'adresse de la carte étant toujours WXYZ :

- Pour des 2708 ou 2758 (donc des 1 K octet) :
  support 0 de W000 à W3FF
  support 1 de W400 à W7FF
  support 2 de W800 à WBFF
  support 3 de WC00 à WFFF
  support 4 de (W + 1) 000 à (W + 1) 3FF
  support 5 de (W + 1) 400 à (W + 1) 7FF
  support 6 de (W + 1) 800 à (W + 1) BFF
  support 7 de (W + 1) C00 à (W + 1) FFF.
- Pour des 2716, 2516 (donc des 2 K octets)
  support 0 de W000 à W7FF
  support 2 de W800 à WFFF
  support 4 de (W + 1) 000 à (W + 1) 7FF
  support 6 de (W + 1) 800 à (W + 1) FFF
  support 1 de (W + 2) 000 à (W + 2) 7FF
  support 3 de (W + 2) 800 à (W + 2) FFF
  support 5 de (W + 3) 000 à (W + 3) 7FF
  support 7 de (W + 3) 800 à (W + 3) FFF.

Remarquez que dans ce cas les adresses ne se suivent pas dans l'ordre de numérotation des supports. Cela vient d'un problème d'implantation des straps au niveau de S_{10} et S_{11}. Il aurait fallu remplacer ces derniers par quatre straps pour que la succession réalisée dans le cas des 2708 le soit aussi pour les 2716. Nous avons jugé que cela avait un intérêt assez limité surtout que cela accroissait de façon importante le tracé du circuit imprimé.

Mise en service

La meilleure solution pour essayer la carte consiste évidemment à prendre une 2708, 2758 ou 2716 dont on connaît le contenu ; à placer celle-ci sur un support quelconque et à manipuler les straps pour voir si, au moyen du M de J-BUG on arrive bien à relire cette mémoire aux adresses choisies. Nombre d'entre vous n'ayant pas de 2708 sous la main autre que J-BUG, nous allons vous proposer une solution un peu moins élégante, un peu plus longue mais largement aussi efficace.

Choisissez une adresse quelconque pour votre carte. Adresse cependant différente de AXXX, de 8XXX, et inférieure à E000 ; enlevez éventuellement du mini les cartes RAM susceptibles de gêner en raison de

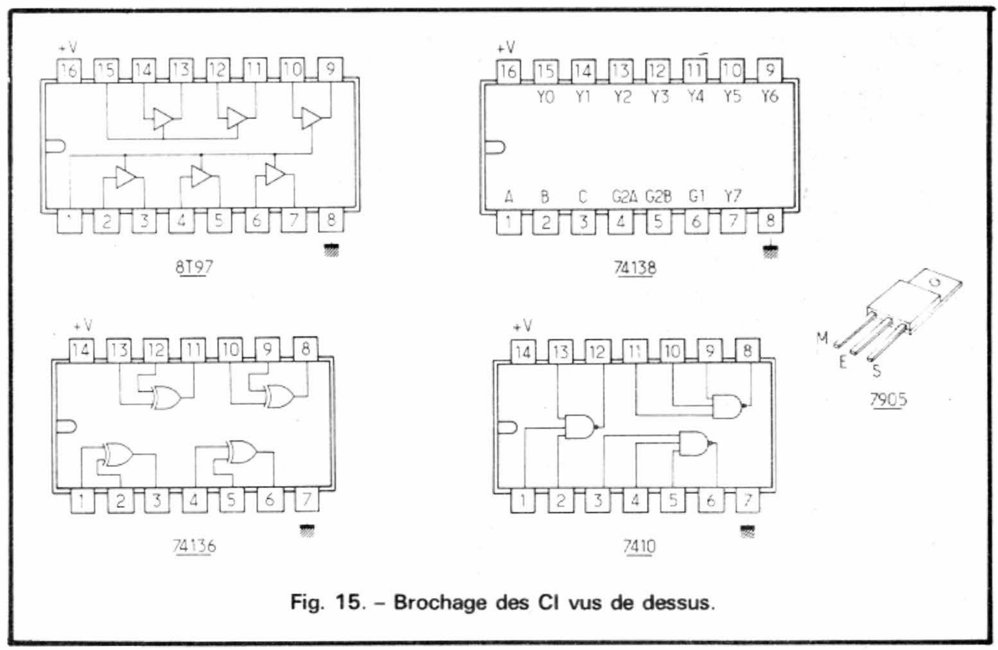


Fig. 15. – Brochage des CI vus de dessus.

Nombre	Type et équivalents	Remarque
5	N8T97, DM8097, SN74367, MC6887	8T97
1	SN7410, DM7410, SFC410	7410 TTL
2	SN74136, DM74136, SFC4136	74136 TTL
1	SN74138, DM74138, SFC4138	74138 TTL
1	7905, µA7905, LM320 T5	Régulateur – 5 V 1 A
3	220 µF 15 V	
2	0,1 µF (C280 par exemple)	
X	22 nF	Découplage
7	résistances 4,7 kΩ 1/2 ou 1/4 ou 5 %	
8	supports 24 pattes	

Tableau 1. – Nomenclature des composants. Les circuits TTL peuvent être série normale ou LS.

leurs adresses et mettez en place cette carte UVPROM.

Supposons que vous ayez décidé de placer votre carte à partir de l'adresse 2000 et que vous ayez fait une sélection partielle d'adresse, c'est-à-dire que la carte occupera de 2000 à 3FFF (ce qui vous permettra ainsi de tester les huit supports) ; pratiquement les straps suivants seront en place : S_4, S_{11}, S_{12}.

Mettez le mini sous tension ; vérifiez que rien n'est bloqué en faisant fonctionner quelques commandes de J-BUG puis mesurez les tensions d'alimentation au niveau des pattes des mémoires (des supports plus exactement) ; aidez-vous des figures 2 et 3 en choisissant le brochage qui correspond au type de mémoire que vous allez utiliser. Si c'est correct passez à l'étape suivante sinon revoyez votre câblage, vos soudures, la position de vos straps et des composants du rectangle X.

Si vous disposez d'une 2708 (ou équivalent) mettez la dans le premier support (mini non sous tension bien sûr) puis essayez de lire son contenu au moyen de M de J-BUG ; déplacez ensuite la mémoire sur le support voisin et ainsi de suite jusqu'à avoir essayé tous les supports de la carte et vérifié qu'ils étaient bien tous adressables.

Si vous ne disposez pas de 2708, court-circuitez au moyen de petits morceaux de fil de câblage, un certain nombre de lignes de données à la masse au niveau du support 0. Adressez ensuite ce support 0 au moyen du M de J-BUG et vérifiez que pour toutes les adresses auxquelles répond ce support vous lisez la valeur correspondante aux courts-circuits réalisés. Dans le cas de notre exemple ci-avant et si l'on décide de court-circuiter sur le support 0 D_0, D_2, D_5 et D_7 à la masse, nous devons lire, au moyen du M de J-BUG :

– de 2000 à 23FF la valeur 5 A puisque les lignes de données non mises à la masse étant « en l'air » prennent le niveau 1 (on a donc $D_7 = 0$, $D_6 = 1$, $D_5 = 0$, $D_4 = 1$, $D_3 = 1$, $D_2 = 0$, $D_1 = 1$, $D_0 = 0$, ce qui fait bien 5 A).

Déplacez ensuite ces courts-circuits sur d'autres supports et vérifiez que l'on lit aussi bien leurs valeurs.

Attention cependant, ce test n'est pas tout à fait exact, en effet nous ne prenons pas en compte le CS de chaque support puisque nous n'avons pas de mémoire ce qui fait que, pratiquement, les courts-circuits mis en place sur le support 0 peuvent être lus de 2000 à 23FF mais aussi de 2400 à 27FF, de 2800 à 2BFF etc. Quoiqu'il en soit si ce test simple fonctionne et à moins d'une défectuosité du 74138 on peut affirmer que la carte est en état de marche.

Nous allons maintenant dire quelques mots du super moniteur qui va dès le mois prochain prendre place sur cette carte et remplacer définitivement J-BUG et grâce auquel l'utilisation du mini-ordinateur va devenir beaucoup plus agréable. Par ailleurs, la mise en place de celui-ci vous permettra d'être certain à 100 % du bon fonctionnement de cette carte.

Notre super moniteur

Le prochain article lui étant intégralement consacré compte tenu de ses très nombreuses possibilités et des nombreux sous-programmes dont il est muni, nous n'allons pas ici en faire une description préliminaire. Disons simplement qu'il se présente sous forme de deux mémoires 2708 ou 2758 ou d'une seule 2716. Il est à même de réaliser toutes les fonctions des moniteurs Minibug, Microbug et Mikbug de Motorola ainsi qu'une partie des fonctions d'Exbug. Il dispose également de commandes propres à notre système et est capable de gérer ou non l'imprimante, le choix se faisant par logiciel grâce à un bit d'état. Il est également compatible avec tous les programmes que nous avons développés jusqu'à présent et est aussi compatible aux programmes commerciaux prévus pour travailler avec Minibug, Mikbug et Exbug, sans aucune modification de ceux-ci. Il est à même aussi de lire et d'enregistrer des cassettes au format J-BUG ou au format S_0, S_1, S_9 (revoir notice de l'assembleur éventuellement pour la définition de ce format) ainsi qu'à un format quelconque. Enfin (pour aujourd'hui, pour l'énumération des fonctions), il assure évidemment la commande entièrement automatique du relais de la carte contrôle automatique de niveau dans tous les cas d'utilisation.

Il est d'ores et déjà disponible auprès de l'auteur selon une procédure identique à J-BUG (vous fournissez la mémoire vierge du type 2708, 2758 ou 2716 et l'auteur vous y programme le moniteur). Demandez la circulaire d'information sur la marche à suivre en adressant une lettre ou carte de visite accompagnée d'une enveloppe timbrée et adressée à l'auteur à l'adresse du journal en précisant « super moniteur ».

Vous recevrez par retour du courrier (mais oui !) la circulaire le concernant ainsi que la nouvelle liste de programmes disponibles qui s'est considérablement développé.

Conclusion

L'auteur vous remercie de la confiance que vous lui témoignez et de l'intérêt que vous portez à cette réalisation ; intérêt qui lui a été principalement révélé par votre courrier mais aussi par les réponses au sondage dont le dépouillement est enfin terminé et dont les résultats seront publiés dans notre prochain numéro. Par ailleurs la liste des lecteurs autorisant la communication de leurs noms et adresses est réalisée, cependant nous vous donnerons plus d'information à son sujet dans notre prochain numéro, sa distribution posant quelques problèmes en raison de son volume important.

à suivre...

C. TAVERNIER



REALISEZ UN TUNER FM A AFFICHAGE DIGITAL

(4e partie)

COMME nous l'avons indiqué dans notre dernier article, nous abordons aujourd'hui la réalisation du décodeur stéréo, nous procéderons ensuite à son essai au moyen du montage sur table décrit dans le précédent numéro puis nous monterons de façon définitive les modules déjà réalisés à l'intérieur du boîtier. L'article d'aujourd'hui sera conclu par l'étude complète du schéma de l'ensemble de sélection des stations préréglées et de commutation muting et mono-stéréo à « touch control ». Ce programme étant bien chargé, entrons immédiatement dans le vif du sujet avec la...

Réalisation du décodeur stéréo

Les deux décodeurs décrits dans notre précédent numéro (celui à TCA 4500 et celui à LM 1800 A) étant assez proches l'un de l'autre au point de vue schéma, nous n'avons réalisé qu'un circuit imprimé capable de supporter l'un ou l'autre moyennant la présence ou l'absence d'un ou deux straps.

Le dessin de ce circuit est représenté à l'échelle 1 côté cuivre en figure 1. Il est en époxy pour des raisons d'homogénéité de nos circuits mais de la bakélite peut convenir ici, les fréquences mises en jeu étant basses et les éléments du montage étant très tolérants.

La figure 2 précise le plan d'implantation des composants dans le cas de la version à LM 1800 AN. Le câblage est à réaliser dans l'ordre classique : straps, résistances, condensateurs, diodes et transistors. Le circuit intégré étant monté en dernier. Celui-ci étant un circuit bipolaire, il ne requiert pas de précautions spéciales de manipulation et peut très bien être soudé, à condition de ne pas trop le chauffer évidemment.

Il est normal que quelques trous restent inoccupés au-dessus du LM 1800 AN ; ils correspondent aux composants de la version à TCA 4500 (comparez, si vous le désirez, avec la fig. 3). Attention également au-dessus du 2,2 nF il y a deux straps qui utilisent un même trou, il faut donc utiliser du fil assez fin ou percer deux trous très voisins.

Lorsque le câblage est terminé procédez à plusieurs comparaisons avec le plan d'implantation et avec la photographie de ce circuit et passez à l'étape suivante qui n'est autre que l'essai du circuit.

La figure 3 quant à elle représente le plan d'implantation de ce même décodeur dans le cas de la version à TCA 4500 A. Procédez de façon identique à ce qui a été exposé ci-avant pour le LM 1800 AN

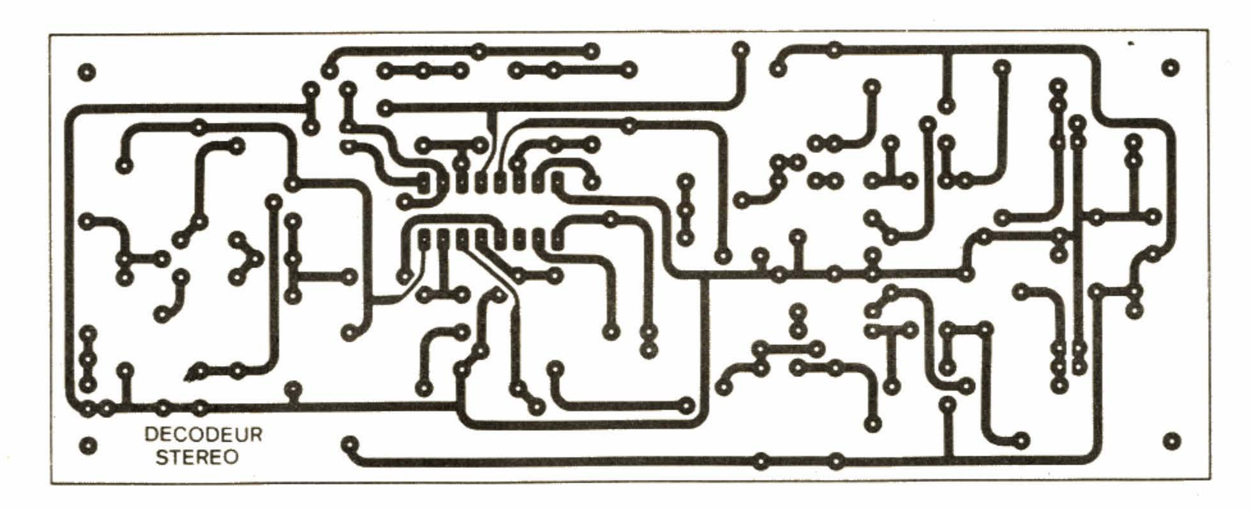


Fig. 1. – Dessin, côté cuivre, à l'échelle 1, du CI du décodeur stéréo.

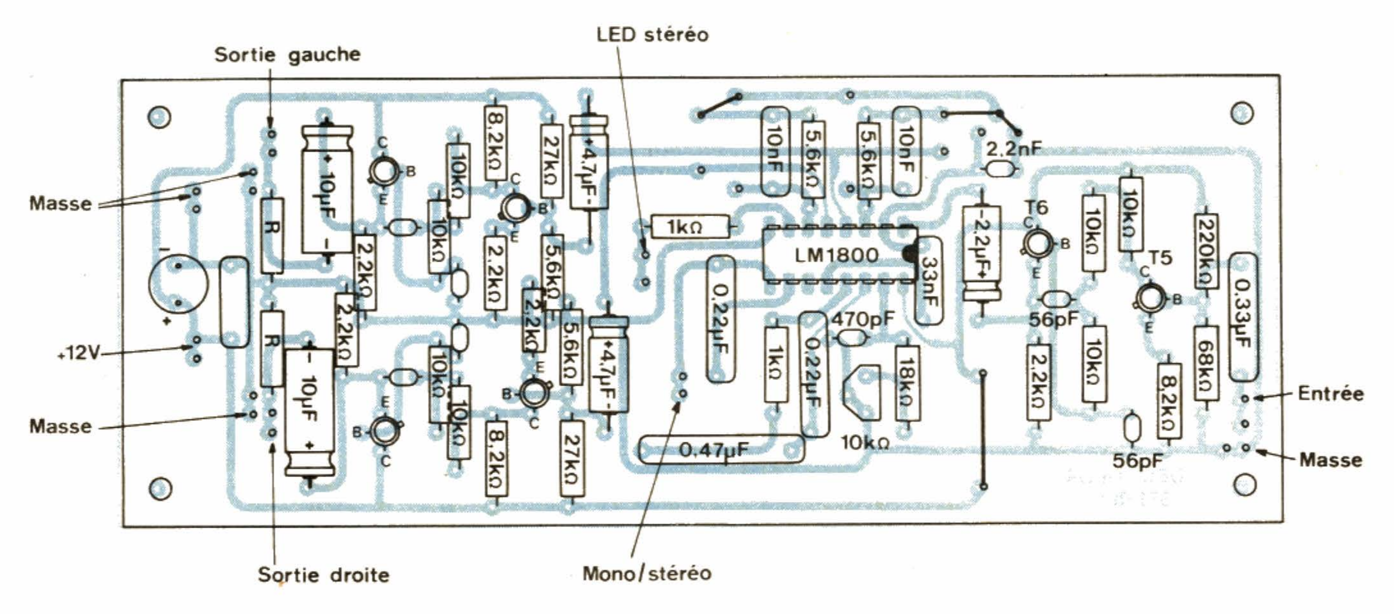


Fig. 2. – Implantation des composants du décodeur stéréo à LM 1800 A.

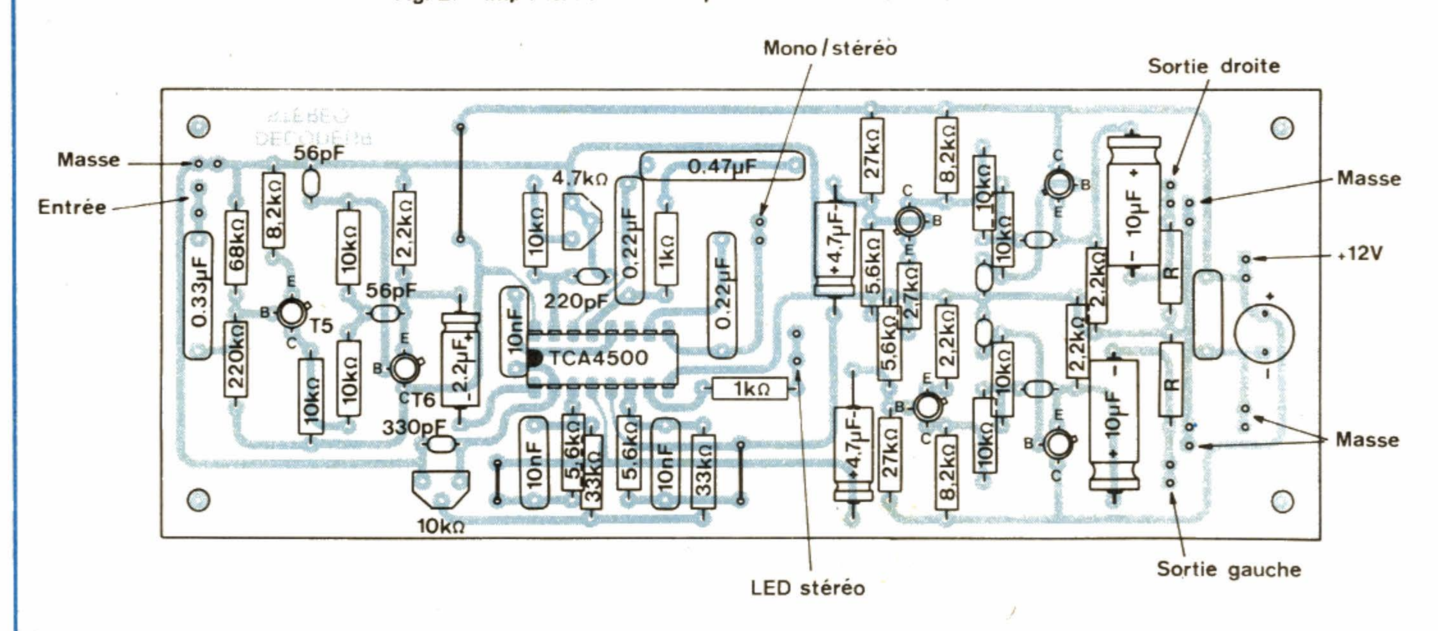


Fig. 3. – Implantation des composants du décodeur stéréo à TCA 4500 A.

du point de vue câblage. Le TCA peut être soudé lui aussi.

Remarquez l'apparition de composants supplémentaires par rapport à la figure 2 au-dessus du TCA (2 straps, 2 résistances de 33 kΩ, 1 ajustable de 10 kΩ) et le changement de valeur de trois condensateurs et de l'ensemble résistance-potentiomètre de réglage du VCO.

Lorsque les vérifications d'usage du câblage ont été faites, vous pouvez passer à la phase suivante.

Essais du décodeur stéréo

Si vous nous avez écouté (ou lu plus exactement !), le montage sur table réalisé le mois dernier doit être en état de fonctionnement; dès lors, l'essai du décodeur peut être réalisé très rapidement. Il suffit en effet de relier les bornes alimentations de celui-ci au + 12 V; l'entrée BF à la sortie BF de la platine FI, avant l'ensemble RC qui constituait notre réseau de désaccentuation provisoire et qui, de ce fait, n'a plus aucune utilité et peut être enlevé. Une LED quelconque sera placée entre la sortie LED et le + 12 V (sans résistance série, celle-ci étant déjà montée sur le CI du décodeur). Les sorties BF G et D seront réunies aux entrées correspondantes d'un ampli. La figure 4 précise cela au moyen d'un petit synoptique.

Avant de mettre sous tension nous vous faisons cependant remarquer que les sorties G et D du décodeur délivrent à peu près 2 V efficaces ce qui est trop important pour certains amplis, même sur l'entrée haut-niveau, en conséquence, il faut intercaler entre ces sorties et l'entrée de l'ampli un atténuateur à résistance, tel celui indiqué figure 5. Le taux d'atténuation se calcule de la façon suivante :

– soit S (en V) la sensibilité de l'entrée utilisée sur votre ampli, le taux d'atténuation n'est autre que S/2.

Lors de la mise en boîtier, cet atténuateur sera câblé directement aux bornes de la prise de sortie BF où il trouve facilement sa place.

Un mauvais calcul, voire l'absence de cet atténuateur, est sans aucun danger pour l'ampli, le seul risque est d'introduire de la distorsion par saturation des étages d'entrée de l'ampli.

Lorsque ces connexions sont réalisées, vous pouvez procéder à la « mise à feu », si vous êtes accordé sur une station mono (toutes sauf France Musique et les radios étrangères) l'ensemble doit fonctionner comme par le passé, les voies droite et gauche de l'ampli devant produire le même signal. Si vous êtes sur une station stéréo (placez-vous sur France Musique pour être certain de ce que vous recevez) deux cas :

– le potentiomètre de réglage du VCO est sur une position à peu près correcte, auquel cas la LED s'allume et le décodage a lieu. Sa mise en évidence auditive n'est pas forcément facile car cela dépend du type de musique diffusé. Cependant, sauf si le signal reçu est très important, une légère augmentation du souffle est perceptible lorsque le décodage a lieu.

– le potentiomètre de réglage du VCO est sur une mauvaise position auquel cas cela fonctionne toujours en mono.

Dans les deux cas il faut régler ce potentiomètre ce qui peut être fait de deux façons, avec un fréquencemètre ou sans.

Avec un fréquencemètre, branchez celui-ci en 11 du LM 1800 AN ou du TCA. Ajustez alors le potentiomètre du VCO (c'est celui qui est sous le CI à côté du long strap) jusqu'à lire 19 kHz dans le cas du LM 1800 comme dans le cas du TCA, ce réglage est à faire en l'absence de signal BF à l'entrée du décodeur.

Sans fréquencemètre, placez-vous sur France Musique et manœuvrez le curseur du potentiomètre de VCO jusqu'à provoquer l'allumage de la LED. Repérez toute la course du potentiomètre pour laquelle la LED reste allumée et placez-vous au milieu de celle-ci. Le réglage sera presque aussi parfait qu'au fréquencemètre, la boucle à verrouillage de phase du CI compensant aisément la légère erreur commise.

Plusieurs remarques sont à faire à l'issue de ces essais. La plus importante étant celle concernant le souffle. Le fait de recevoir une émission stéréo et de faire fonctionner le décodeur augmente inévitablement le niveau de bruit (cela se démontre mathématiquement). En conséquence, si la station que vous écoutez est reçue avec un niveau suffisant, le décodage stéréo se passera très bien, par contre sur les stations faibles dont le rapport signal/bruit est juste suffisant en mono, le décodage rendra l'écoute très désagréable car le niveau de bruit augmentera dans des proportions non négligeables. Il n'y a aucun remède, il faudrait utiliser un autre procédé de décodage stéréo...

Lors de la recherche des stations, et particulièrement quand le muting est arrêté, il se peut que la LED stéréo clignote. C'est normal et cela provient simplement du fait que le bruit de fond est un bruit blanc c'est-à-dire qu'il comporte toutes les fréquences réparties de façon plus ou moins aléatoire. Lorsque le décodeur découvre dans ce bruit du 19 kHz à un niveau suffisant il se met en marche (revoir éventuellement la théorie de celui-ci dans le précédent numéro).

Le commutateur mono-stéréo permet d'imposer le fonc-

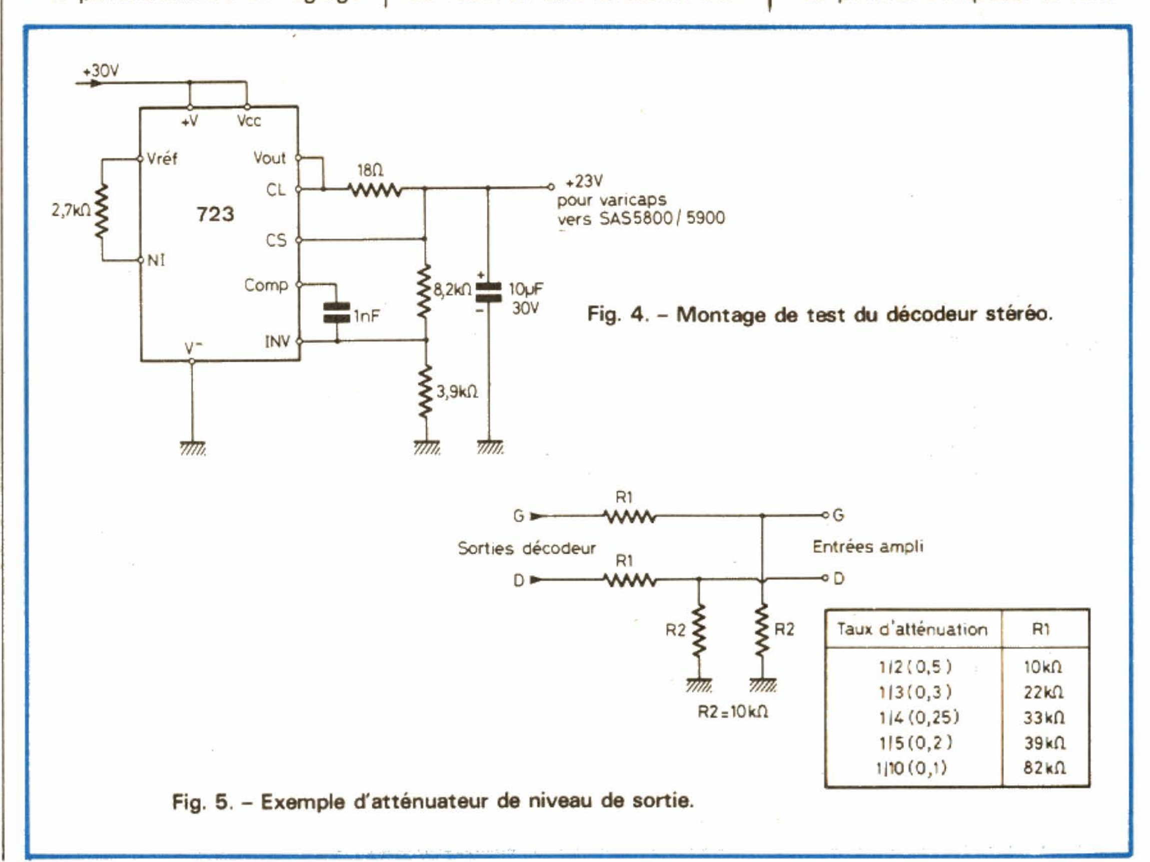


Fig. 4. – Montage de test du décodeur stéréo.

Taux d'atténuation	R1
1/2 (0,5)	10kΩ
1/3 (0,3)	22kΩ
1/4 (0,25)	33kΩ
1/5 (0,2)	39kΩ
1/10 (0,1)	82kΩ

Fig. 5. – Exemple d'atténuateur de niveau de sortie.

tionnement en mono ou alors, sur la position stéréo, de laisser le décodeur choisir. L'utilité de celui-ci est évidente lorsque l'on lit la première de ces remarques.

Le potentiomètre supplémentaire du TCA (celui qui n'existe pas dans le cas du LM 1800) est à ajuster au « pifomètre » pour régler au mieux la séparation des canaux et la diaphonie. Ce réglage ne peut être fait qu'à l'oreille. Si vous n'entendez pas la meilleure position, placez le curseur de celui-ci côté masse.

Une dernière remarque avant de changer de sujet. Les emplacements marqués R et représentés occupés par une résistance tant sur le CI du LM 1800 que sur celui du TCA sont inutilisés, aucun composant n'y est placé. Cet emplacement correspond aux résistances placées en sorties BF sur les figures 9 et 10 de l'article précédent dont l'utilité s'est avérée nulle (c'est pour cela que leur valeur n'apparaissait pas sur les schémas).

Un oscillogramme a été relevé sur le décodeur car il n'est pas dénué d'intérêt, sur la trace du haut, visible sur la photo B, on peut observer le 19 kHz issu d'un émetteur stéréo (en l'absence de toute autre modulation) tel qu'il se présente à l'entrée du LM 1800 (sensibilité de l'oscillo 50 mV par carreau). La trace du bas montre le 19 kHz disponible au point 11 (sensibilité 1 V par carreau) et montre clairement le verrouillage exact de la fréquence de ces deux signaux entre eux.

La mise en boîte

Arrivé à ce stade de la réalisation nous estimons indispensable de commencer la mise en place des premiers modules dans le boîtier et le câblage de ceux-ci. La mise en place des modules suivants étant possible sans démontage de ce que nous allons faire aujourd'hui et le risque de court-circuit dans le montage sur table (accru par l'adjonction du module décodeur) justifient pleinement cette démarche.

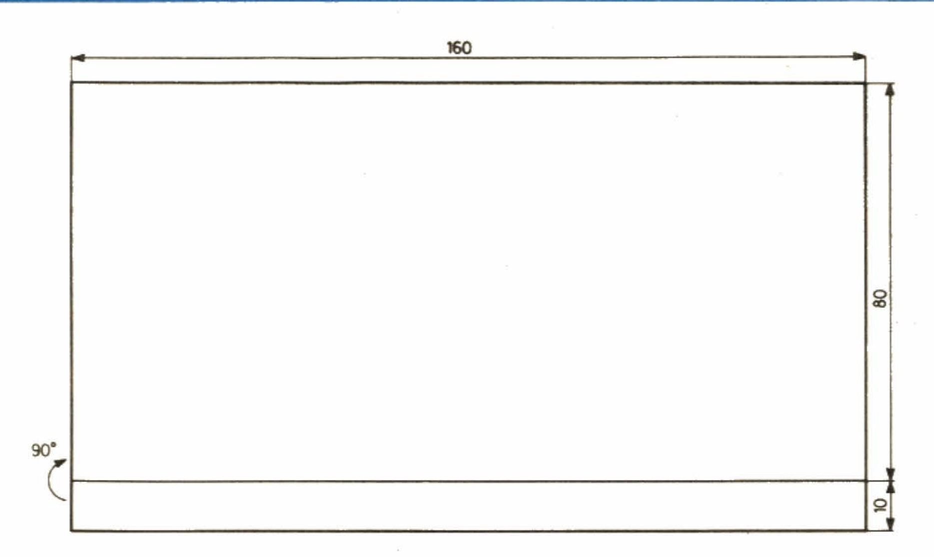


Fig. 6. – Cotes du blindage de la partie HF.

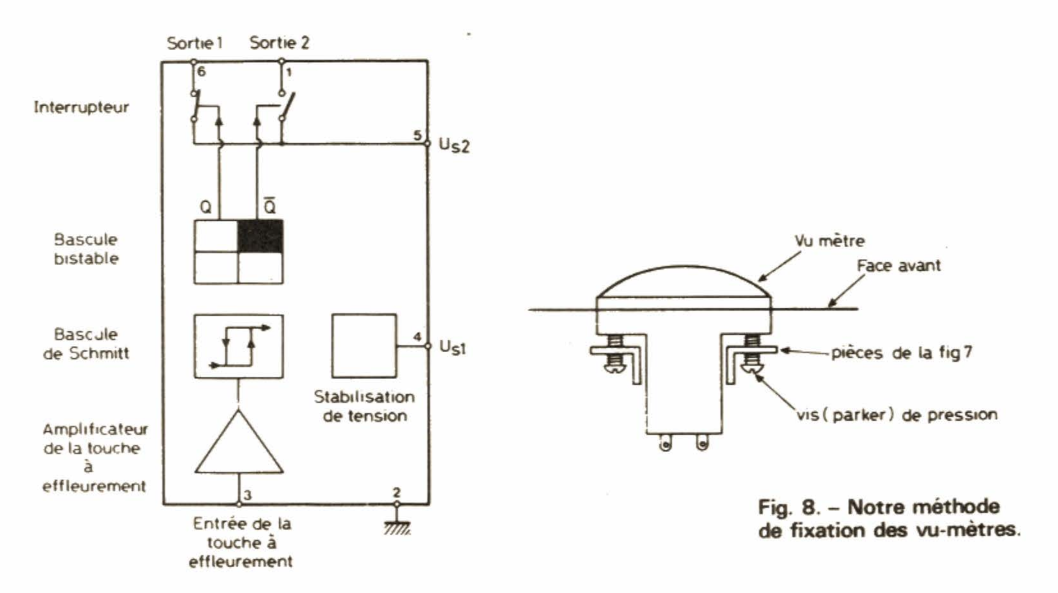


Fig. 7. – Cotes des pièces de fixation des vu-mètres.

Fig. 8. – Notre méthode de fixation des vu-mètres.

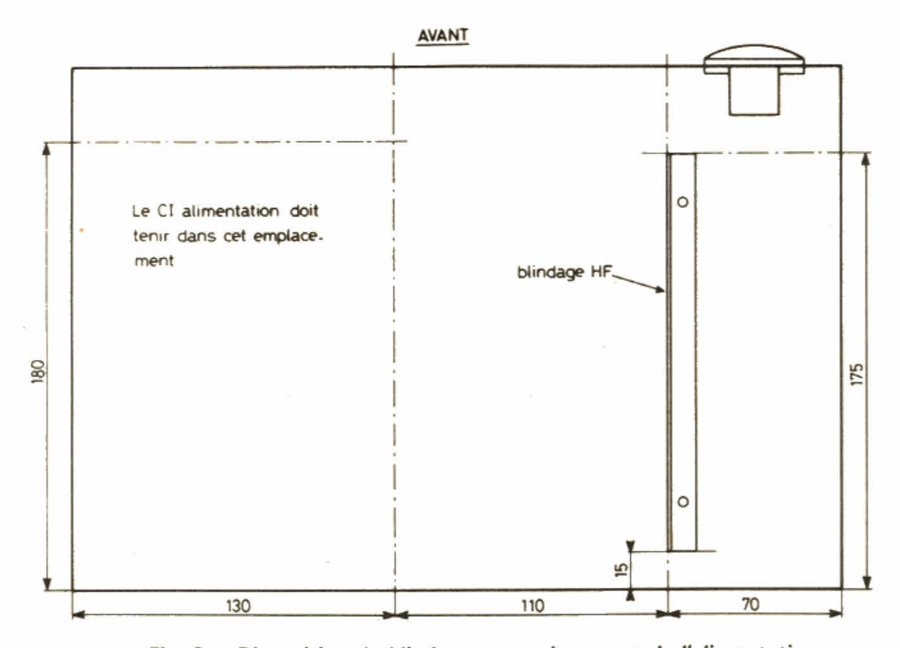


Fig. 9. – Disposition du blindage et emplacement de l'alimentation.

Nous supposons dans ce qui suit que le boîtier est le même que le nôtre (K4 de radio MJ ainsi que cela a été indiqué dans le numéro de mars 80) ; si votre réalisation s'en éloigne, inspirez-vous cependant de la disposition que nous avons choisie, elle a fait ses preuves.

Le premier étage consiste à réaliser trois pièces mécaniques (rassurez-vous, elles sont simples car l'auteur n'aime pas ça !) :

– une plaque rectangulaire en tôle (surtout pas en alu) dont les dimensions sont indiquées figure 6, ce sera le blindage qui séparera la partie HF, FI, BF du du reste du tuner. L'alu est à proscrire en raison de son manque d'efficacité en tant que blindage ;

– deux pièces en alu (ou autre, cela n'a pas d'importance) dont la forme et les dimensions sont indiquées figure 7. Ces pièces nous servent à fixer les vumètres car, si vous achetez des modèles à bas prix comme nous l'avons fait, vous constaterez qu'ils sont démunis de tout moyen de fixation ! La figure 8 précise de façon très explicite le mode de fixation adopté.

Ces éléments étant réalisés, il faut procéder à la préparation de leur mise en place dans le boîtier. Pour ce faire, la figure 9 indique la position du blindage ainsi que l'emplacement dans lequel doit tenir l'alimentation. Il faut veiller à respecter ces dimensions car la place laissée libre au centre du boîtier, correspond à la taille des circuits imprimés de sélection à « touch control » et d'affichage digital. Il ne faut pas non plus réduire les 75 mm qui correspondent au compartiment HF, FI, BF car la capacité de celui-ci deviendrait trop importante. Ce compartiment est utilisé de la façon indiquée figure 10, qu'il est souhaitable de respecter afin d'éviter d'éventuels problèmes d'accrochages ou d'oscillations parasites. Cette figure est assez explicite pour que nous ne fassions que peu de commentaires à son sujet.

Le décodeur stéréo est fixé sur le blindage au moyen de quatre vis munies d'entretoises de 5 mm. Le côté sorties BF

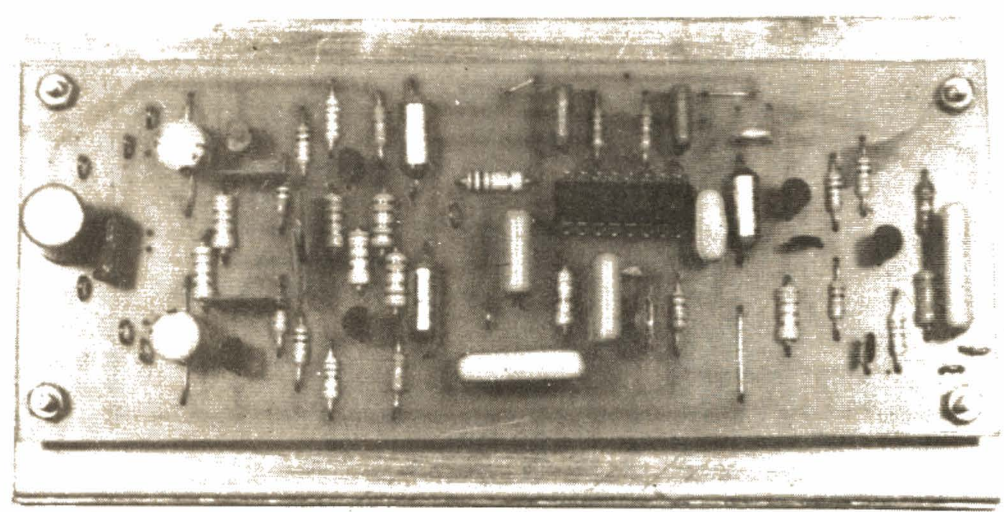


Photo A. – Le décodeur stéréo monté sur la plaque de blindage du compartiment HF, FI, BF.

est évidemment placé vers l'arrière du tuner afin de minimiser la longueur des connexions BF.

L'ampli FI est monté verticalement à côté du décodeur. Sa face composants faisant face à celle de ce dernier. Le côté μA 753 de la platine FI est orienté vers l'arrière du tuner toujours pour minimiser les longueurs de câblage. La tête HF enfin, est montée dans l'emplacement restant, ses bornes antenne et tête du connecteur (3 et 4) étant bien sûr placées vers l'arrière du tuner.

Avant de réaliser ce montage définitif, il faut cependant prendre garde aux points suivants :

– si l'on monte tous les circuits imprimés, le câblage devient acrobatique dans ce compartiment HF, FI, BF. L'ordre de montage et de câblage est donc le suivant. En premier lieu, mise en place de la tête puis montage de l'ampli FI (qui tient au moyen de deux petites équerres, nous avions oublié de le dire mais cela semble évident vu sa position !) et câblage des liaisons tête HF - ampli FI, ampli FI - galvanomètre et ampli FI alimentation. Ensuite, il faut présenter le décodeur stéréo en laissant le blindage à plat dans le fond du boîtier (comme s'il avait pivoté de 90° sur son axe à partir de sa position définitive) et procéder au câblage de celui-ci dans cette position. L'accessibilité aux différents points de liaison est ainsi excellente. Une photographie montre d'ailleurs cette opération de câblage en cours sur le tuner de l'auteur ;

– la liaison antenne de la tête HF à la prise d'antenne sera réalisée avec un petit morceau de coaxial TV dont la masse sera soudée aux deux extrémités (coté tête, et côté prise) ;

– la liaison sortie FI de la tête, entrée FI de l'ampli FI sera réalisée au moyen de petit coaxial ou, à défaut, de fil blindé BF très court. La masse de celui-ci sera reliée seulement côté tête HF ;

– le schéma de câblage est identique à celui du montage sur table réalisé jusqu'ici. Le câblage provisoire que nous avions effectué au niveau du potentiomètre de recherche des stations sera maintenu (jusqu'au mois prochain) en attendant la réalisation de la platine sélection des stations à « touch control » ;

– si votre tête HF est un FD 11 (et non pas une FD 12/1 qui, elle, se monte directement) une petite intervention est nécessaire pour rendre inactif le diviseur par quatre de l'oscillateur local. Pour ce faire, enlevez (en tirant dessus, car il est simplement tenu par pression), le capot qui protège le côté circuit imprimé de la tête. Observez soigneusement le circuit imprimé côté oscillateur local (côté des broches 17, 18, 19, 20 du connecteur) au niveau des pattes du circuit diviseur et regardez conjointement la figure 11. Coupez les

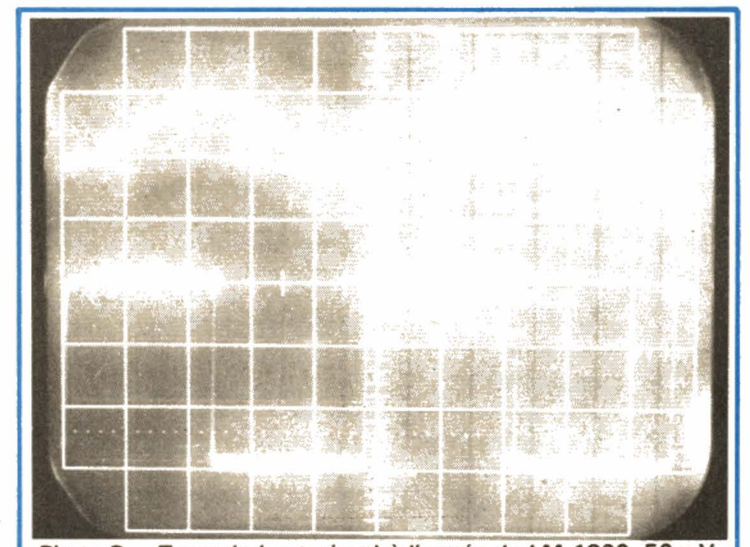


Photo B. – Trace du haut, signal à l'entrée du LM 1800, 50 mV par carreau, 10 μs par carreau, trace du bas patte 11 du LM 1800, 1 V par carreau.

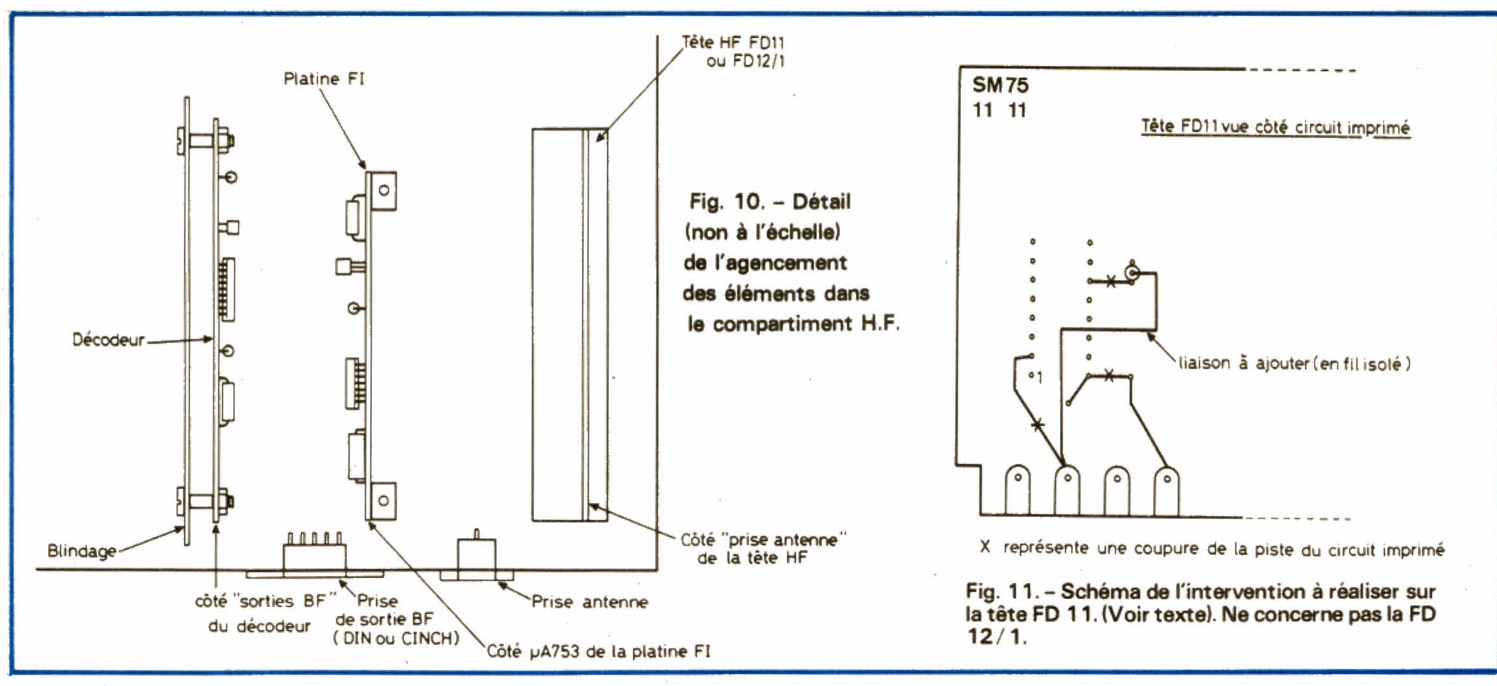


Fig. 10. – Détail (non à l'échelle) de l'agencement des éléments dans le compartiment H.F.

Fig. 11. – Schéma de l'intervention à réaliser sur la tête FD 11. (Voir texte). Ne concerne pas la FD 12/1.

pistes marquées d'une croix sur cette figure, à l'emplacement de la croix, puis ajoutez la liaison indiquée sur cette même figure, liaison réalisée par un petit fil souple isolé. Bien que le dessin des pistes soit stylisé sur la figure, leur repérage ne présente aucune difficulté en s'aidant des pattes du CI qui forment un excellent point de repère. Une photo en gros plan, montre cette intervention réalisée sur notre FD 11. Par ailleurs, la figure 12, extraite du schéma général de la tête montre à quoi correspond, électroniquement parlant, l'intervention réalisée. Lorsque c'est terminé mettez soigneusement le capot de protection du CI en place et montez votre tête dans le tuner. Au risque de nous répéter, cette modification ne s'applique qu'à la tête FD 11 ;

– pour conclure avec ces quelques détails d'ordre pratique, le condensateur de 10 µF 25 V qui se trouvait entre les pattes 6 et masse de la tête dans notre montage expérimental doit être maintenu à sa place.

Avant de mettre le blindage dans sa position normale effectuez une mise sous tension, non sans avoir de multiples fois contrôlé le câblage au préalable et assurez-vous que cela fonctionne comme par le passé. La « ronflette » audible à l'accord exact sur une station, est toujours présente mais c'est normal. Seul le module de sélection des stations que nous allons étudier sera à même de la supprimer.

Commande des fonctions à « touch control »

Etant donné que nous avions décidé de réaliser la sélection des stations préréglées au moyen de touches à effleurement, nous trouvions qu'il était dommage de ne pas faire de même pour les deux touches de fonctions à savoir mono-stéréo et marche-arrêt du « muting ». Fort heureusement Siemens, spécialiste en ce domaine dispose d'un circuit intégré, le SAS 6810 qui est tout à fait à même de réaliser ce genre d'applications.

Ce circuit, dont le synoptique interne est visible figure 13, dispose d'une entrée pour touche à effleurement. L'action sur cette touche après amplification, passage dans un trigger de Schmitt et dans une bascule commande deux interrupteurs qui sont toujours dans un état contraire (c'est-à-dire qu'ils constituent, en fait, un inverseur). Le circuit est alimenté, via un stabilisateur intégré, par la tension US1 comprise entre 5 et 18 V tandis que la tension US 2 est celle qui se retrouve

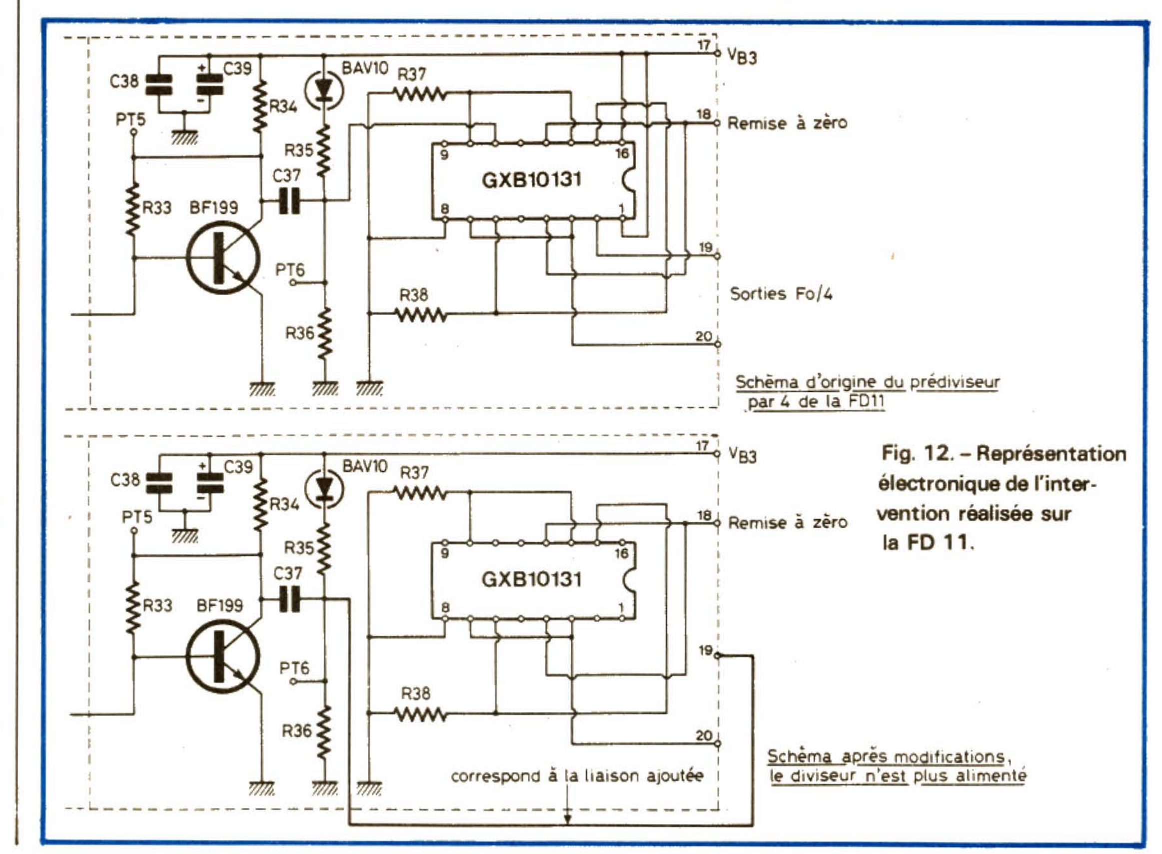


Fig. 12. – Représentation électronique de l'intervention réalisée sur la FD 11.

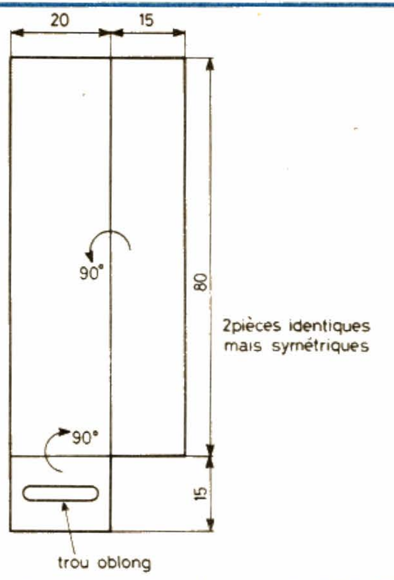


Fig. 13. – Synoptique interne du SAS 6810 (document Siemens).

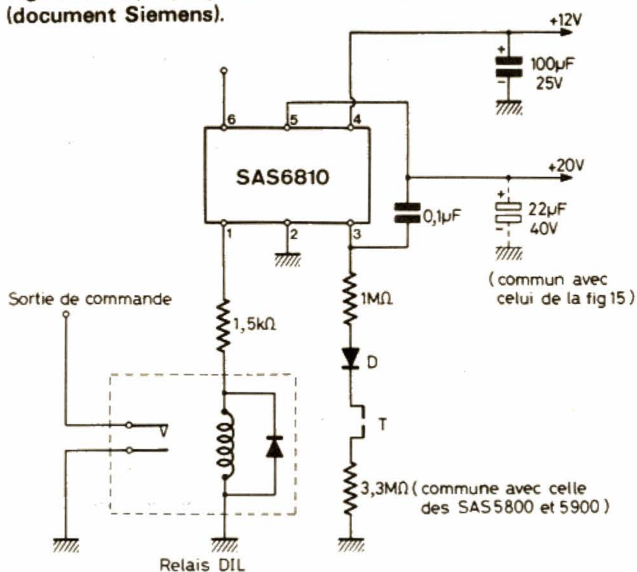


Fig. 14. – Schéma du circuit de commande de muting ou de commande mono stéréo.

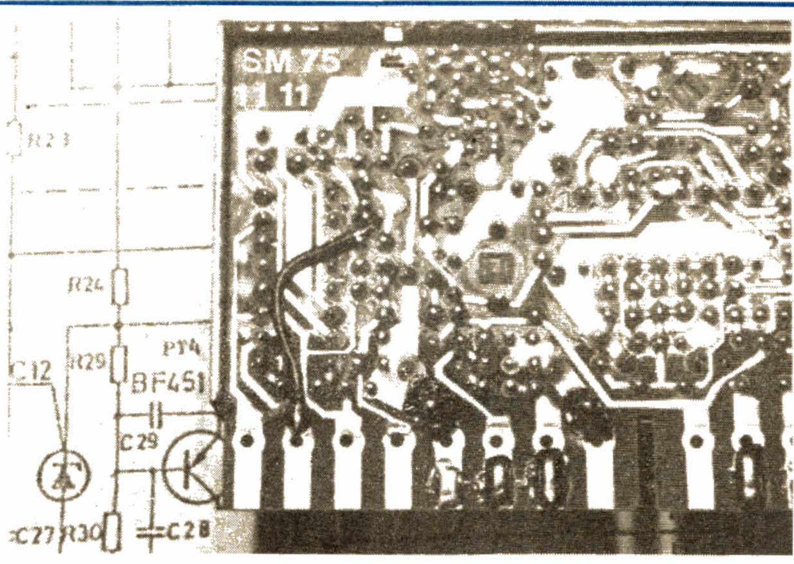


Photo C. – Gros plan sur l'intervention réalisée sur la tête FD 11.

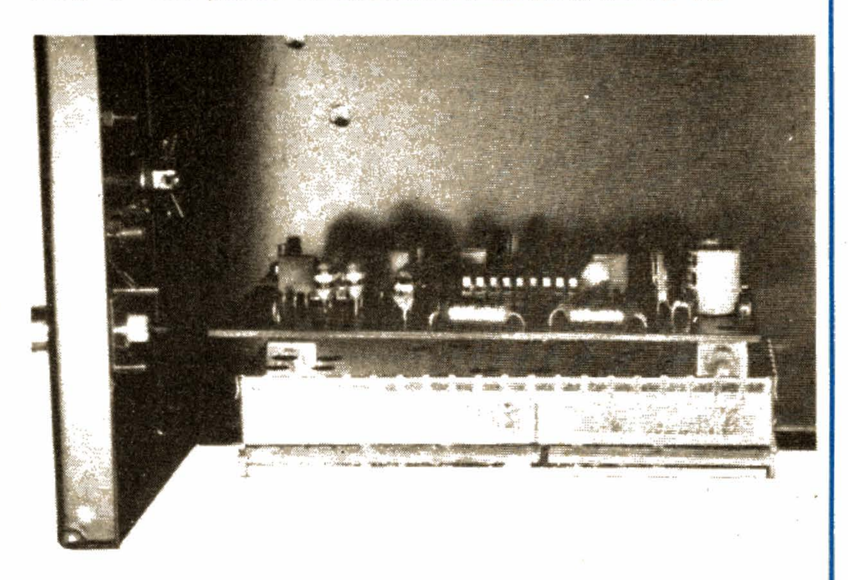


Photo D. – Mise en place des premiers éléments dans le boîtier, remarquez la proximité de l'ampli FI et la tête HF.

sur l'une ou l'autre des sorties selon la position des interrupteurs. US 2 peut être comprise entre 10 et 30 V. A la mise sous tension un circuit spécial (qui n'apparaît pas sur le synoptique) positionne les interrupteurs toujours de la même façon.

Nous avons donc utilisé cette petite merveille pour commander la commutation de muting et de mono-stéréo. Ces commutations étant des mises (ou non) à la masse le schéma d'utilisation du SAS 6810 se présente comme indiqué figure 14 (un seul SAS 6810 est représenté). La patte 4 correspond à US1 et est reliée au + 12 V tandis que 5 correspond à US 2 et est reliée au + 20 V. La patte 3 est l'entrée de la touche à effleurement tandis que 1 est la sortie du commutateur qui nous intéresse.

Comme nous voulons pouvoir réaliser des mises à la masse et que US2 ne peut descendre au-dessous de 10 V, nous avons utilisé un relais. Ce composant étant en général encombrant et cher, nous avons choisi un relais DIL, c'est-à-dire en boîtier de circuit intégré à 14 pattes car on en trouve à des prix dérisoires (5 et 6 F) actuellement (adresse en fin d'article). Celui-ci possède un seul contact travail et à l'avantage d'avoir sa diode de protection incorporée ce qui facilite encore son emploi. Le modèle choisi colle sous 5 V (c'est le plus classique à cause des circuits TTL) d'où la résistance série de 1,5 W.

Le condensateur de 22 µF de découplage du + 20 V est marqué commun avec une figure suivante car ce circuit est monté sur la même plaque de CI que la sélection des stations et il n'y a donc qu'un condensateur de découplage par alimentation (cela saute aux yeux sur le schéma complet de cette platine de sélection des stations) ; de même pour la résistance de 3,3 MΩ retournant à la masse qui est commune à toutes les touches à effleurement, mais rassurez-vous, cela sera précisé et nous y reviendrons lors de la réalisation de cette partie.

Deux circuits identiques à la figure 14 existent donc dans le tuner. Un pour la commutation du muting et l'autre pour mono-stéréo.

Sélection des stations préréglées

Ici encore nous faisons appel à Siemens dont la panoplie de circuits à touches à effleurement est bien fournie et nous utilisons un ensemble de deux circuits les SAS 5800 et SAS 5900 qui nous permettent de disposer de huit entrées pour touches à effleurement et qui sont à même de commuter directement les tensions appliquées aux varicaps. Le schéma d'utilisation de ces deux circuits ne fait appel qu'à

Fig. 15. – Schéma du circuit de sélection des stations préréglées à « touch control ».

peu de composants extérieurs eu égard aux fonctions accomplies et est présenté figure 15. Nous allons le commenter sommairement, son étude détaillée sortant du cadre de cet article compte tenu de la complexité des circuits et de leurs nombreuses possibilités.

Le circuit SAS 5800 est le circuit maître et génère des signaux à même de piloter plusieurs esclaves SAS 5900. Chaque circuit dispose de quatre entrées pour touches à effleurement dont le mode de câblage est identique à celui employé pour le SAS 6810 ; de quatre entrées pour les tensions issues des potentiomètres d'accord sur les différentes stations, de quatre sorties pour lampes ou diodes électroluminescentes indiquant la touche active et d'une sortie délivrant la tension correspondant au potentiomètre sélectionné. Ces circuits disposent par ailleurs d'un dispositif d'initialisation à la mise sous tension qui positionne systématiquement l'entrée 8 du SAS 5800 à l'état actif. Ils sont alimentés par deux tensions : le + 20 V alimente l'électronique principale des circuits, tandis que le + 30 V alimente les étages de commutation, ceux-ci devant être à même de laisser passer des tensions du même ordre de grandeur que ce + 30 V. Les potentiomètres P_2 à P_8 correspondent aux 7 stations préréglées et sont ajustables depuis la face arrière du tuner au moyen d'un tournevis tandis que P_1 (celui qui est donc activé à la mise sous tension parce qu'il est relié à l'entrée 8) est le réglage d'accord manuel. Les points hauts de ces potentiomètres sont alimentés en

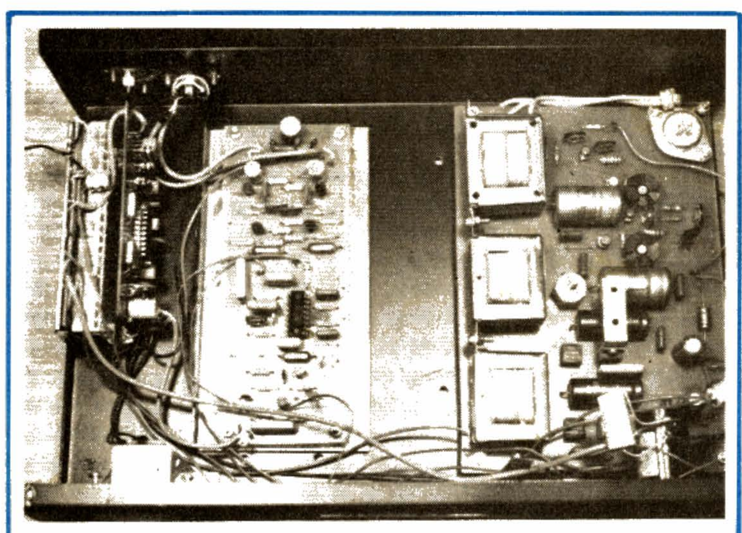


Photo E. – Détail du mode de fixation des vu-mètres.

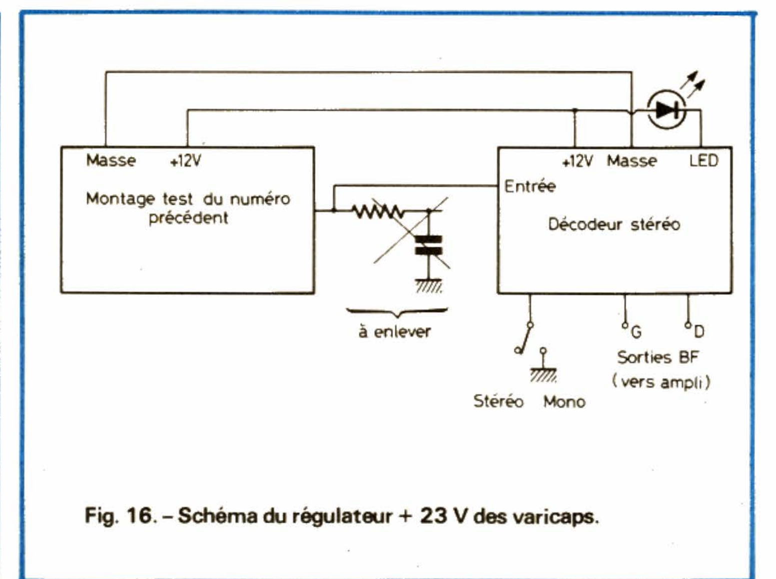


Fig. 16. – Schéma du régulateur + 23 V des varicaps.

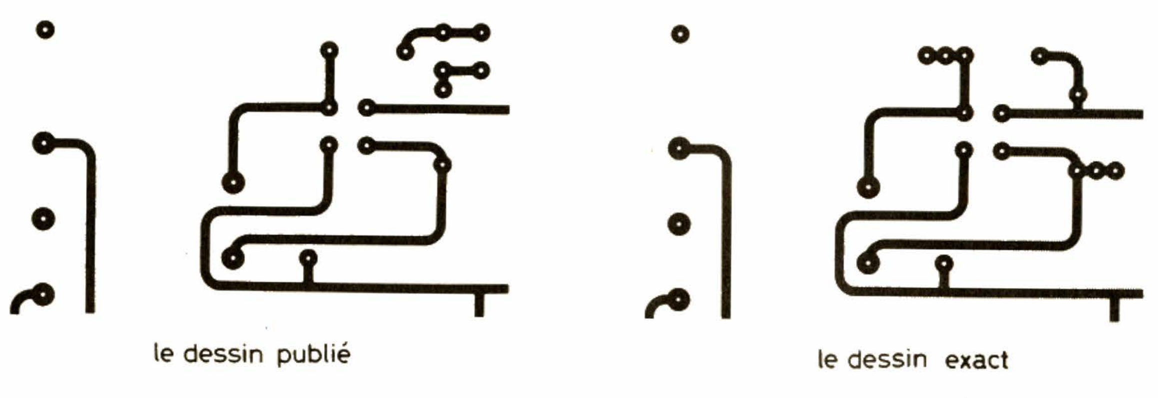


Fig. 17. – Correction à apporter au dessin du circuit imprimé de l'alimentation.

+ 23 V dérivé du + 30 V au moyen d'un petit régulateur ultra stable afin d'éviter toute dérive de l'accord.

La tension pour les varicaps est récupérée en 18 et 22 des circuits 5900 et 5800 respectivement et est dirigée vers les varicaps via le circuit d'AFC.

Les lampes ou LED L_1 à L_8 sont des indicateurs de touches activées. Nous ne les avons pas montrées dans notre tuner mais le circuit imprimé dispose des points de raccordement pour ce faire. La résistance de 1,8 W est prévue pour des LED. Si vous montez des ampoules à incandescence, il faut qu'elles consomment moins de 35 mA, les LED sont donc la meilleure solution.

Le potentiomètre P_1 est muni d'une résistance talon afin que sa manœuvre couvre complètement la plage de tension des varicaps qui commence aux environs de 2 V, cette résistance n'est, par contre d'aucune utilité pour les stations préréglées.

Si vous désirez qu'à la mise sous tension le tuner soit initialisé sur une station préréglée plutôt que sur l'accord manuel, il vous suffit d'échanger, par exemple, les positions de P_1 et P_2 puisque c'est l'entrée 8 qui est activée à la mise sous tension.

La figure 16 présente le schéma du régulateur + 23 V qui alimente les potentiomètres des stations préréglées. Il s'agit d'un classique 723 utilisé sans ballast extérieur car le courant demandé est très faible (quelques mA). Le mode de câblage choisi correspond à une tension de sortie de 23 V (fixée par le pont diviseur 8,2 kΩ-3,9 kΩ) et à un courant de court-circuit de 30 mA (fixé par la résistance de 18 Ω). Par ailleurs la variation de la tension de sortie en fonction de la température est minimisée par la résistance de 2,7 kΩ (égale à 8,2 kΩ en parallèle sur 3,9 kΩ) connectée entre V_{ref} et NI (cela pour que les entrées I et NI « voient » la même impédance). Le condensateur de 10 μF abaisse l'impédance de sortie dynamique et supprime tout résidu de signal alternatif parasite.

Nombre	Type et équivalents	Remarques
1	CI SAS 5800 Siemens	Pas d'équivalent
1	CI SAS 5900 Siemens	Pas d'équivalent
2	CI SAS 6810 Siemens	Pas d'équivalent
1	CI LM723CN, μA723, MC1723 P	Régulateur 723
10	Diodes 1N914, 1N4148, BA127	
2	Relais DIL 1 travail 5 V avec diode CELDUC D31 A3110 CLARE PRME 15005 B	
7	Potentiomètres multitours pour CI, 100 kΩ	le 8e est l'accord manuel
1	100 μF 25 V (CI pour montage vertical)	
2	22 μF 40 V	
1	10 μF 30 V	
2	1 μF plastique (C280 par exemple)	
11	0,1 μF plastique (C280 par exemple)	
1	1 nF céramique	
10	3,3 MΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
2	1 MΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	560 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	39 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	18 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	10 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	8,2 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	3,9 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	2,7 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	1,8 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
2	1,5 kΩ 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	18 Ω 1/2 ou 1/4 W 5 %	
1	Support 14 pattes	éventuellement
2	Supports 6 pattes	éventuellement
1	Support 18 pattes	éventuellement
1	Support 22 pattes	éventuellement

Tableau 1. – Nomenclature complète des composants de la platine commande à « touch control » et commande des varicaps.

Conclusion

Afin de permettre l'acquisition des composants nécessaires à la réalisation de cette platine de fonctions, nous indiquons tableau 1 la nomenclature complète des composants.

Par ailleurs nous vous signalons qu'une petite erreur s'est glissée dans le dessin du circuit imprimé de l'alimentation publié dans le numéro de mars 1980 au niveau des 22 nF de l'alimentation, + 5 V (cela pouvait d'ailleurs se voir par comparaison avec le schéma théorique). Nous vous prions de bien vouloir nous excuser et vous indiquons en figure 17 la correction à apporter.

Le mois prochain, nous réaliserons le circuit regroupant les éléments des figures 14, 15 et 16. Nous procèderons ensuite à son essai et à sa mise en place dans le boîtier puis nous aborderons l'étude du circuit d'affichage digital dont la réalisation pratique constituera la conclusion de la description de ce tuner.

A suivre...

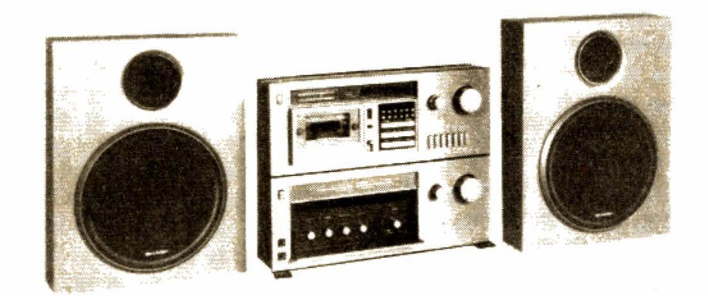
C. TAVERNIER

Remarque :

Nous avons trouvé les relais DIL CELDUC des références indiquées chez CEDISECO, 19 bis, rue Jules-Ferry, 88000 Chantraine.

La première mini-chaîne HiFi à panneau mural : le système 5500 de Sharp

Sur le marché des mini-chaînes, déjà très concurrentiel, Sharp a choisi d'innover et d'être le premier à proposer une ligne nouvelle : le système 5500, modèle séduisant de couleur champagne, extra-plat (9 cm de profondeur) réunit un ampli-préampli 2 x 20 W et un tuner/ platine cassette stéréo à affichage digital. Cette combinaison innovatrice de deux éléments en un, élargissant l'horizon du plaisir de l'écoute tout en rétrécissant la surface exigée par une chaîne stéréo, est complétée par des mini-enceintes à 2 voies extra-plates. Equipée des dernières innovations technologiques comme la recherche automatique des programmes cassette et l'affichage digital des fréquences, cette mini-chaîne fonctionne grâce à un microprocesseur, véritable ordinateur de poche.



Compacte mais performante, elle trouve ainsi sa place dans les intérieurs les plus sophistiqués comme dans ceux nécessitant des économies d'espace, pouvant au besoin être fixée au mur comme un simple tableau.

« La Cassette et la vidéocassette en 10 leçons »

par Philippe Folie-Dupart
160 pages, format 14 x 20.
Nombreuses illustrations.
Editions Hachette.





Notre confrère Ph. Folie-Dupart ne s'intéresse pas seulement à la sonorisation professionnelle et à la bonne marche de l'A.T.E.A.P. mais c'est aussi un vulgarisateur qui touche à tout ce qui concerne le son et l'image. Témoins un certain nombre d'ouvrages parus dans la collection « En 10 leçons » et dont celui qu'il vient de nous faire parvenir est le dernier paru.

Tenter de faire le tour de la question « cassette et vidéocassette » en 10 leçons soit en 160 pages est une gageure mais là n'a pas été le but de l'auteur qui a surtout voulu initier le néophyte en lui révélant l'essentiel de ce qu'il faut savoir sur le sujet. C'est dire que l'ouvrage de Ph. Folie-Dupart se place d'emblée à un niveau élémentaire et vise un public très large qui n'a aucune idée préconçue sur tout ce qui a trait à l'audio ou à la vidéo.

De nombreuses illustrations explicatives ainsi qu'un lexique des termes usuels viennent agrémenter un texte qui reste toujours agréable à lire, d'autant qu'un certain nombre de petits « trucs » nécessaires à l'entretien et au montage ne manqueront pas de retenir l'attention du lecteur débutant en la matière.

Un livre donc qui se révèle un cadeau utile à faire à tous ceux qui s'équipent sans être spécialement techniciens.

L'annuaire national automobile : Pour les automobilistes et garagistes

L'Annuaire national automobile version 1979/80 est disponible. Cet annuaire publié par les Editions Gozlan comporte sous forme de répertoire toutes les adresses utiles au professionnel de l'automobile. Une autre version plus dépouillée et destinée à l'automobiliste dresse la liste par départements et villes de tous les concessionnaires, garagistes et spécialistes. Dans chaque ville le classement s'effectue comme suit :

- Garages, concessionnaires et agents, réparateurs.
- Carrossiers.
- Electriciens auto.

Les coordonnées de 40 000 garagistes, réparateurs, de 8 500 carrossiers et de 2 300 électriciens sont ainsi regroupées dans l'annuaire.

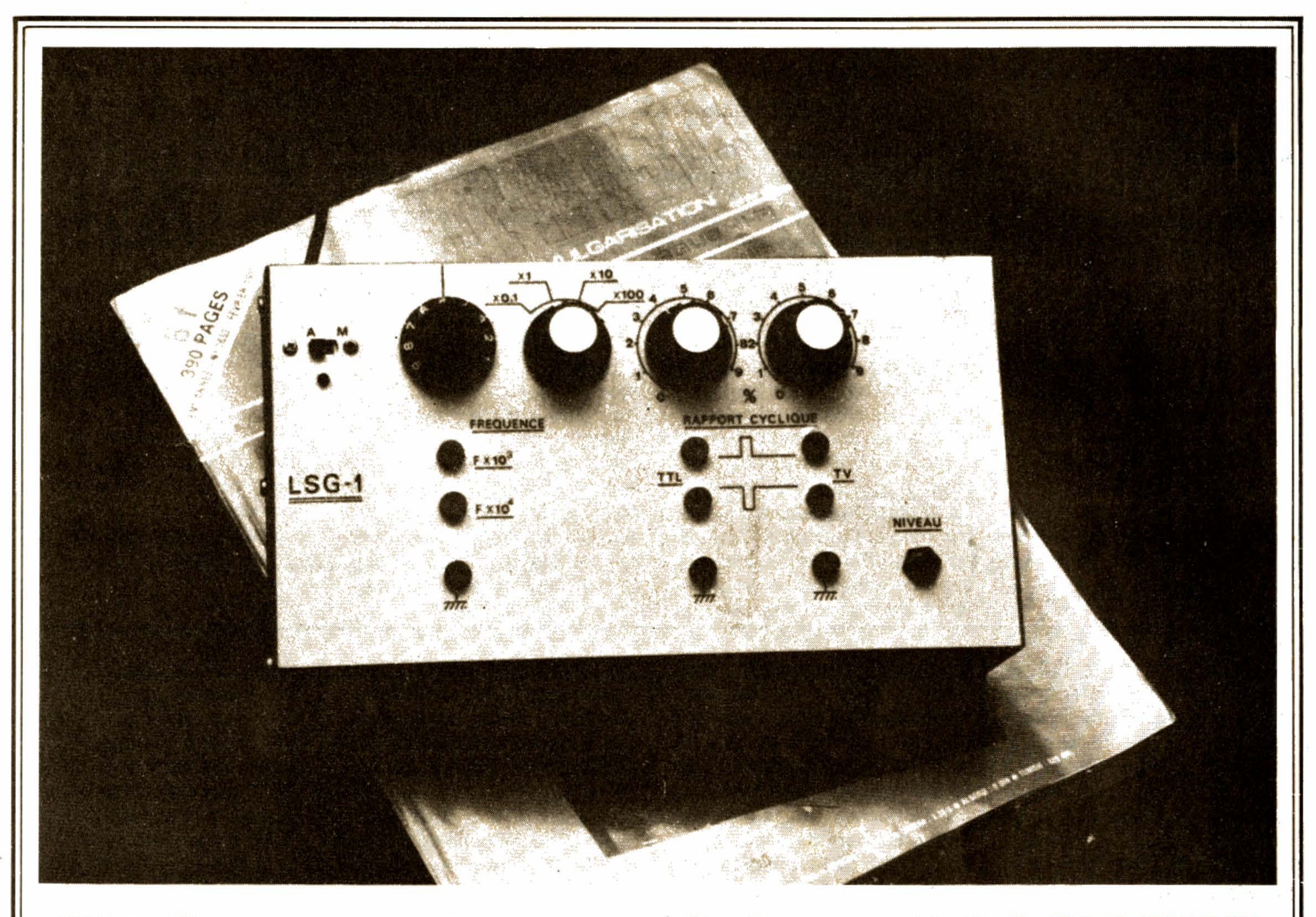
L'édition professionnelle comporte, en outre, une liste par rubrique et par ordre alphabétique des fabricants, importateurs et grossistes dans les domaines suivants :

- Accessoires.
- Pièces détachées.
- Equipements.
- Outillage,

et la liste alphabétique des établissements, firmes, sociétés, marques de commerce dont le domaine d'activité s'étend à l'industrie automobile.

Au total il s'agit donc d'un véritable guide, exhaustif, mis à la disposition du professionnel et de l'automobiliste soucieux du bon entretien de son véhicule.

Les Editions Gozlan, 94, rue St-Lazare, Paris Cedex 09. Tél. : 874.63.10, 874.53.50.



UN GENERATEUR DE SIGNAUX LOGIQUES LE LSG1

DEPUIS l'avénement des circuits intégrés, on assiste à un véritable déferiement de montages utilisant ces composants. Or, la mise au point desdits montages nécessite bien souvent la présence d'appareils délivrant des signaux de fréquence et de forme très diverses. Depuis longtemps nous rêvions d'un générateur quasi-universel délivrant des signaux rectangulaires dont le rapport cyclique serait variable et réglable à volonté. Nous avons donc réalisé le LSG1 qui délivre des signaux compatibles avec la logique TTL et les circuits C.MOS dans une gamme de fréquence s'étalant de 0,1 Hz à 100 kHz et qui est équipé d'un dispositif de réglage du rapport cyclique original. Cet appareil que nous avons appelé LSG1 fonctionne à merveille et rendra les plus grands services aux amateurs. Examinons-en la description.

- I - Description du LSGI

a) Performances

- Générateur de signaux logiques à fréquence et rapport cyclique variables.
- Réglage de la fréquence de 0,1 Hz à 100 kHz.
- Rapport cyclique réglable de 1 % à 99 % pour toutes les fréquences comprises entre 0,1 Hz et 1 kHz.
- Rapport cyclique fixe pour les fréquences comprises entre 1 kHz et 100 kHz.
- Sortie normale et inversée TTL et C.MOS.
- Sortie TTL directe, sortance : 10 portes NAND.
- Sortie à niveau variable réglable par potentiomètre de 0 à 12 V.
- Ajustage de la valeur du rapport cyclique par deux commutateurs à 10 positions.
- Réglage de la fréquence par potentiomètre étalonné et par commutateur.
- Possibilité de disposer simultanément de signaux de trois fréquences différentes :

  f, f × 10^3 et f × 10^4
- Alimentation sur secteur 220 V, 50 Hz.
- Consommation : 6 VA.
- Encombrement réduit : 212 × 117 × 52 mm.
- Masse : 0,5 kg environ.
- Très large intégration : 11 circuits intégrés, 3 transistors.

b) Description sommaire du fonctionnement du LSG1

Le générateur de signaux logiques que nous décrivons ce mois-ci est un appareil quasi-indispensable à qui dépanne ou conçoit des montages équipés de circuits logiques. Il peut, en effet servir de base de temps, de générateur d'impulsions, etc. Le fait de pouvoir faire varier le rapport cyclique de 1 à 99 % est d'un très grand intérêt lorsque l'on a besoin de signaux complexes. Il est ainsi possible de disposer d'impul-

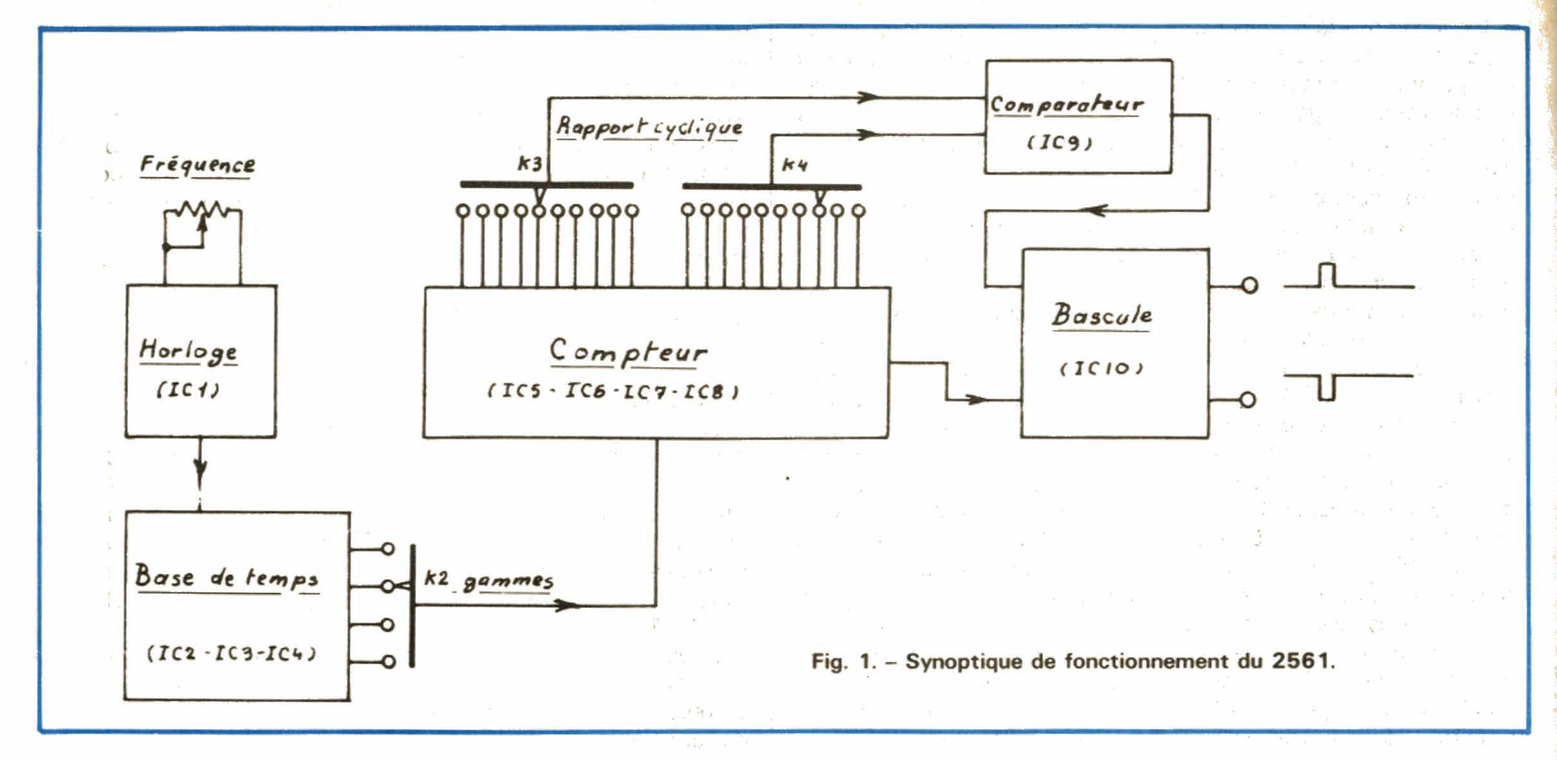


Fig. 1. – Synoptique de fonctionnement du 2561.

sions d'une durée de 320 ms avec un signal d'une période de 1 seconde, par exemple, ou de tout autre état de figure. La détermination de la valeur du rapport cyclique se faisant de manière synchrone, la précision de ce réglage est absolue. A la sortie du LSG1, nous disposons de signaux compatibles avec la logique TTL ainsi que de signaux dont l'amplitude est rendue variable par l'action sur un potentiomètre. Le synoptique de la figure 1 vous montre l'organisation interne des circuits composants le LSG1. Celui-ci comporte principalement une horloge délivrant des signaux de fréquences diverses suivie d'une base de temps fournissant tous les signaux désirés par l'action d'un commutateur de gammes et un compteur décimal permettant de choisir la valeur du rapport cyclique par l'action sur deux commutateurs à 10 positions. Un comparateur logique fournit une information lorsque le compteur est parvenu au nombre décimal choisi par les commutateurs. Enfin une bascule reliée à la sortie du compteur, d'une part, et à la sortie du comparateur, d'autre part, permet d'obtenir les signaux désirés. La sortie de cette bascule est donc dans un état logique donné au début du comptage et dans l'état inverse lorsque le compteur est parvenu au nombre choisi par le jeu des commutateurs. Le fonctionnement du LSG1 est donc le suivant : soit 100 kHz la fréquence du signal issu de la base de temps, la fréquence en sortie du compteur sera de 1 kHz, soit f (bdt)/ 100. Si le rapport cyclique choisi est de 50 %, le comptage de la 50e impulsion issue de la base de temps provoquera le changement des états de la bascule et le comptage de la 100e impulsion, son retour à l'état initial ; puis le cycle recommence. Comme vous pouvez le constater, le LSG1 est un appareil relativement complexe et une étude approfondie de son schéma nous semble indispensable avant d'en entreprendre la réalisation.

- II -
Etude du schéma (fig. 2)

Comme nous l'avons annoncé plus haut, le LSG1 se compose de plusieurs éléments distincts dont nous vous proposons d'étudier séparément le fonctionnement.

a) L'horloge (IC_1)

C'est elle qui est chargée de fournir le signal de commande de la base de temps et qui pilote tout le fonctionnement du LSG1. Nous avions pour cela besoin d'un oscillateur stable délivrant des signaux rectangulaires compatibles avec la logique TTL et dont la fréquence s'échelonne de 8 kHz à 120 kHz. Nous avons fait appel à un oscillateur RC utilisant le circuit bien connu « 555 ». Le montage est très classique et la fréquence du signal de sortie est déterminée par la valeur de $R_1 + P_1$, R_2 et C_1. La valeur de la fréquence du signal de sortie est rendue réglable par l'action sur le potentiomètre P_1 (47 kΩ) et, avec les valeurs indiquées, elle varie entre 8 kHz et 120 kHz. La stabilité du montage est très bonne et les signaux de sortie d'une parfaite qualité. Le bouton de commande de P_1 est gradué de manière à repérer facilement la valeur de la fréquence choisie.

b) La base de temps (IC_2, IC_3, IC_4)

Désirant obtenir des signaux dont le rapport cyclique est variable dans une gamme de fréquences comprises entre 0,1 Hz et 1 kHz et le système de sélection de la valeur du rapport cyclique entraînant, comme nous le verrons par la suite, une division par 100 de la fréquence du signal pilote, il nous fallait pouvoir faire varier celle-ci de 10 Hz à 100 kHz. Nous aurions pu choisir plusieurs valeurs pour C_1 triées par un commutateur mais cela aurait rendu la mise au point du LSG1 très délicate pour qui ne possède pas les instruments de mesure adéquats. Nous avons donc fait suivre l'horloge d'une batterie de 3 diviseurs par 10 du type 7490, ce qui est beaucoup plus simple et efficace. Chaque 7490 est monté en diviseur synchrone par 10 et est relié à un commutateur de gammes, K_2. Le signal d'horloge est divisé par 10 à la sortie 11 de IC_2, par 100 à la sortie de IC_3 et par 1 000 à celle de IC_4. Les diviseurs fonctionnant de manière synchrone, la précision du signal d'horloge est retrouvée intacte à la sortie de la base de temps. Deux sorties permettent de disposer au point « M » d'un signal rectangulaire d'une fréquence comprise entre 10 kHz et 100 kHz et au point « N » d'un signal rectangulaire dont la fréquence est comprise entre 1 kHz et 10 kHz. Le rapport cyclique du signal disponible au point « M » est d'environ 95 %, la valeur de ce même rapport est de 20 %. AU POINT « N ».

c) Le compteur (IC_5 à IC_8)

C'est cette partie du schéma qui constitue le « cœur » du LSG1 et lui confère son origi-

nalité. Le choix de la valeur du rapport cyclique s'effectue en comparant le nombre décimal d'impulsions programmé à la position du compteur. Nous avons pour ce faire fait appel à deux compteurs par 10 montés en cascade, IC_5 et IC_6, associés à deux décodeurs binaire-décimal, IC_7 et IC_8. IC_5 et IC_6 sont montés en compteurs décimaux et leurs sorties sont codées en language binaire classique BCD. Ces sorties sont reliées aux entrées de deux décodeurs décimaux dont les sorties sont reliées à deux commutateurs à 10 positions, K_3 et K_4. IC_5 et IC_6 sont du type 7490 et IC_7 et IC_8 du type 7442. Le comptage de la 23e impulsion issue de la base de temps provoque le passage de la broche 4 de IC_7 et de la broche 3 de IC_8 à l'état « 0 ». Le comptage de la 100e impulsion produite par la base de temps provoque le passage à l'état « 0 » de la broche 11 de IC_8. Le compteur, comme la base de temps, fonctionnant de manière synchrone, la précision du signal d'horloge est retrouvée intacte à chacune des sorties du compteur.

d) Le comparateur (IC_9)

Pour la commande de la bascule, nous avions besoin d'un dispositif provoquant l'apparition d'un signal passant à l'état « 0 » lorsque le nombre décimal choisi par K_3 et K_4 correspond au nombre d'impulsions d'horloge compté. Nous avons donc fait suivre chaque commutateur K_3 et K_4 d'un inverseur formé d'une porte NAND dont les deux entrées sont reliées entre elles, IC_{9a} et IC_{9b} et dont les sorties sont reliées aux deux entrées d'une porte NAND, IC_{9c}. Si, par exemple K_4 est placé sur « 2 » et K_3 sur « 4 », les sorties de IC_{9a} et de IC_{9b} seront toutes deux à l'état « 1 » lorsque le compteur aura compté la 24e impulsion d'horloge et la sortie de IC_{9c} sera, bien entendu, à l'état « 0 », ce que nous désirions. IC_9 est une quadruple porte NAND à deux entrées du type 7400.

e) La bascule (IC_{10})

Ce circuit est destiné à produire les signaux de forme désirée et nous avons utilisé une simple bascule RS constituée de deux portes NAND dont les entrées sont bouclées, IC_{10a} et IC_{10b}. Lors de la mise au point du LSG1, nous nous sommes heurtés à une difficulté. En effet, si nous relions une des entrées de la bascule à la sortie du comparateur et l'autre à celle du compteur, nous obtenons bel et bien à la sortie de la bascule un signal rectangulaire mais dont la valeur du rapport cyclique correspond à celle affichée par les commutateurs K_3 et K_4 diminuée de 10 %. Pourquoi cela ? Tout simplement parce que la sortie 11 de IC_8 reste à l'état « 0 » pendant une durée correspondant à 1 % du temps que dure la période du signal recueilli sur cette broche.

Nous avons donc monté entre la broche 11 de IC_8 et les broches 12 et 13 de IC_{10c} un circuit ramenant la durée de l'impulsion de « 0 » de IC_8 à 2 μs, ce qui introduit une erreur négligeable dans la valeur du rapport cyclique. Le fonctionnement du LSG1 apparaît à présent clairement : le comptage de la 100e impulsion du signal issu de la base de temps

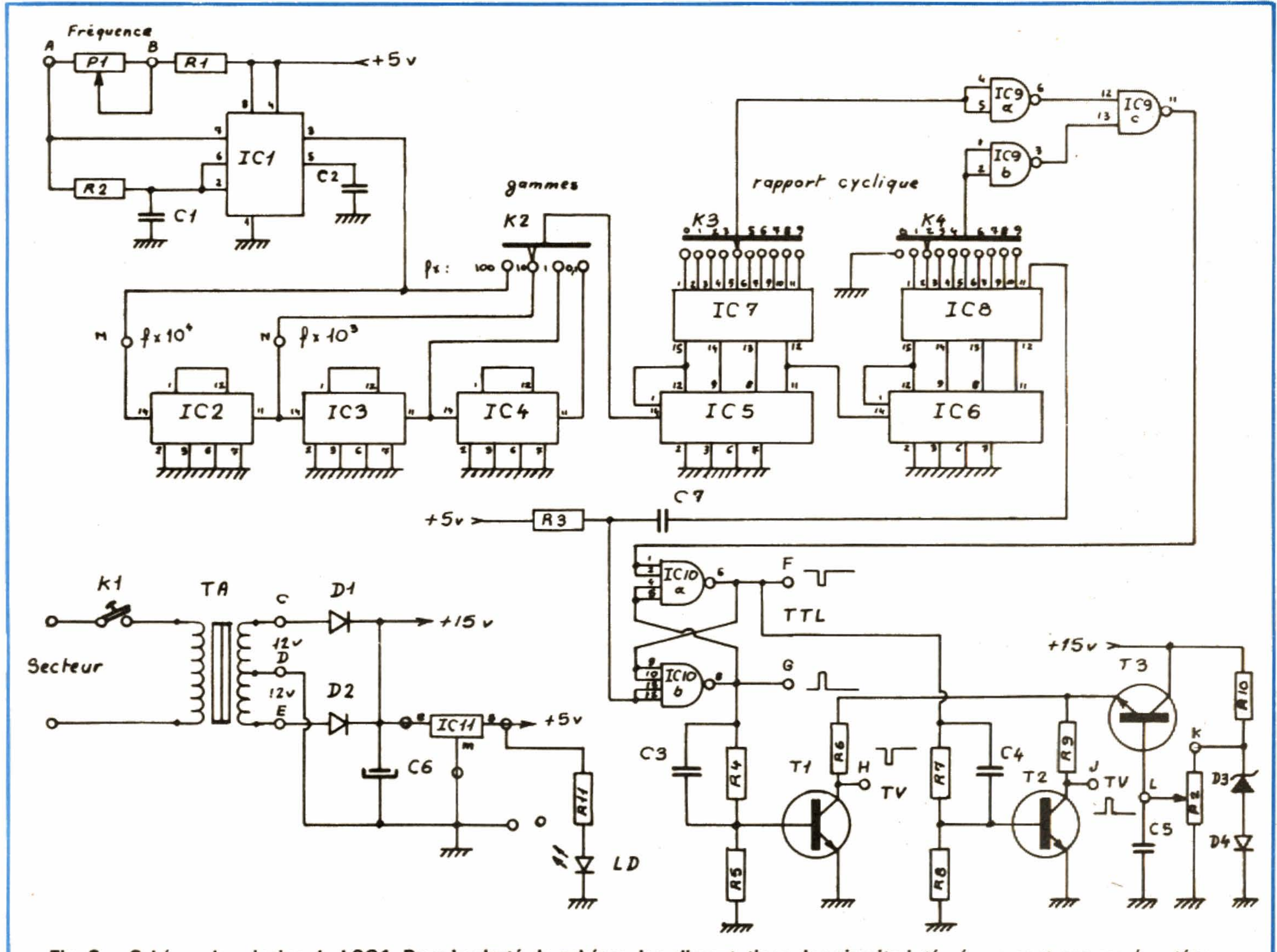


Fig. 2. – Schéma de principe du LSG1. Pour la clarté du schéma, les alimentations des circuits intégrés ne sont pas représentées.

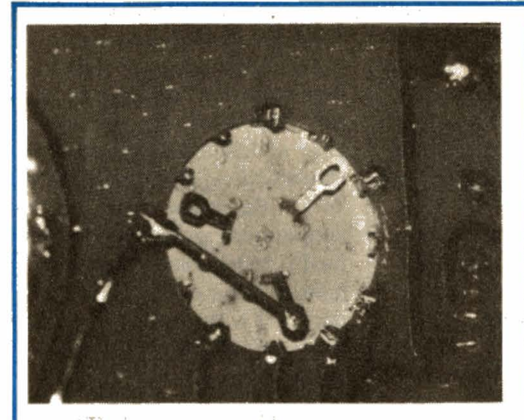


Photo 1. – Gros plan sur le câblage de K2, nous avons utilisé des commutateurs de marque Lorlin.

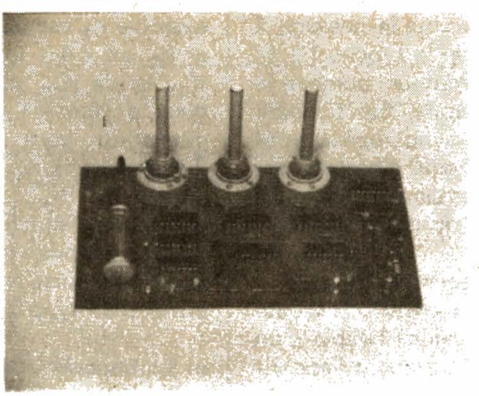


Photo 2. – Le circuit imprimé du LSG1 est câblé. Notez la disposition rationnelle des composants.

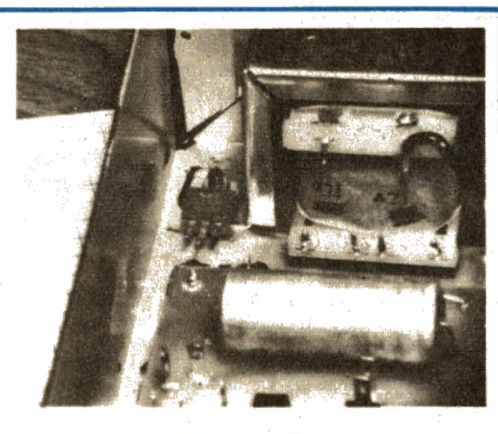


Photo 3. – Le LSG1 en cours de câblage. Notez la disposition du régulateur intégré IC11 monté directement sur une des pattes de fixation du transfo.

provoque l'apparition d'une très courte impulsion de « 0 » à l'entrée 12-13 de IC_{10b}, ce qui fait basculer la sortie 8 à l'état « 1 » et la sortie 6 à l'état « 0 ». Si K_3 est sur « 4 » et K_4 sur « 2 », le comptage de la 24e impulsion du signal produit par la base de temps provoque l'apparition d'une impulsion de « 0 » à l'entrée 1-2 de IC_{10a} et le changement des états respectifs de la bascule, puis le cycle recommence, le compteur continuant de fonctionner. Au point G nous obtenons un signal rectangulaire d'une fréquence correspondant au 100e de celle injectée à l'entrée du compteur et dont le rapport cyclique est d'une valeur exactement égale à celle choisie par les positions de K_3 et de K_4. Au point F, nous obtenons un signal de même fréquence, mais dont la valeur du rapport cyclique est inversée. Les sorties TTL se font directement sur les broches 6 et 8 de IC_{10}, lequel est du type 7440 permettant l'attaque directe de 10 portes TTL.

f) L'étage de sortie à niveau variable (T_1, T_2, T_3)

Comme nous l'avons vu plus haut, les sorties TTL se font directement à partir des broches 6 et 8 de IC_{10}. Désirant pouvoir utiliser le LSG1 avec les circuits C.MOS, nous l'avons équipé d'un étage de sortie permettant de faire varier l'amplitude des signaux de 0 à 12 V. Chaque transistor, T_1 comme T_2, est monté en émetteur commun et est chargé par une résistance de 1 kΩ, ce qui garantit une puissance suffisante à l'attaque des montages en technologie C.MOS. Les bases de T_1 et de T_2 sont reliées respectivement aux points G et F par le biais des résistances R_4 et R_7 pontées par C_3 et C_4 afin d'améliorer l'allure des signaux de sortie. Les résistances R_5 et R_8 servent à la polarisation des transistors, lesquels sont du type 2N2369, NPN à fréquence de coupure élevée. Les résistances R_6 et R_9 sont reliées à un dispositif permet-

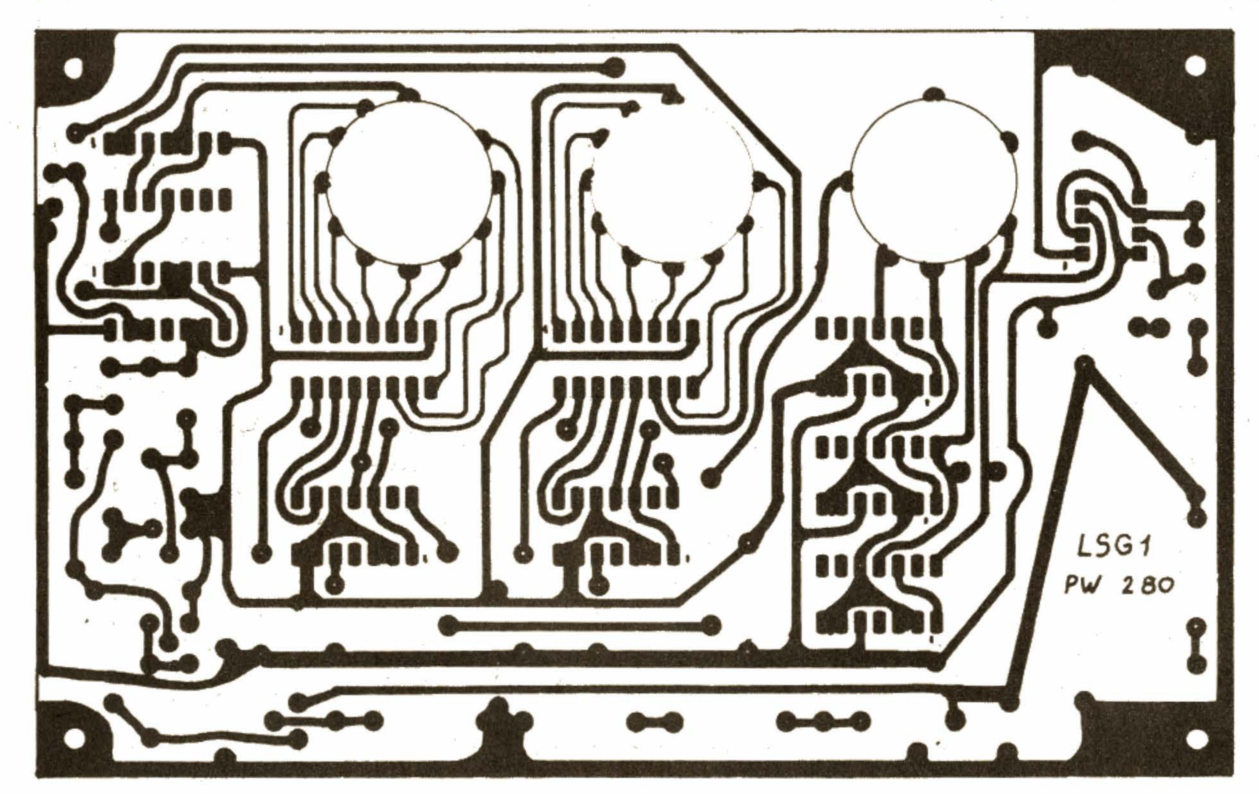


Fig. 3. – Le circuit imprimé du LSG1 à l'échelle 1/1.

tant de faire varier la tension d'alimentation de l'étage de sortie de 0 à 12 V et, partant de là, l'amplitude des signaux recueillis sur les points H et J. Ce dispositif utilise un simple régulateur ballast constitué d'un transistor NPN, T_3, dont la base est reliée à un potentiomètre, P_2, permettant de faire varier la tension recueillie sur l'émetteur de T_3. La tension de référence est fournie par une diode zener de 12 V-0,4 W, D_3, montée en série avec une diode silicium 1N4148 de manière à rattraper la chute de tension due à la tension Vbe de T_3, le tout est chargé par la résistance R_{10} de 1 kΩ. Le montage émetteur commun introduisant un déphasage de 180°, il est bien entendu que nous trouvons en H un signal dont le rapport cyclique est inversé par rapport à celui que nous observons en G.

g) L'alimentation (IC_{11})

Nous avions besoin de deux tensions : + 5 V pour les circuits TTL et + 15 V pour l'étage de sortie. Nous avons donc utilisé un transfo à point milieu de 6 VA délivrant 2 × 12 V et avons confié le redressement à deux diodes suivies d'un condensateur de filtrage de forte valeur. Nous disposons aux bornes du condensateur C_6 d'environ 15 V qui suffiront à alimenter l'étage de sortie. L'alimentation + 5 V est très simple puisqu'elle fait appel à un régulateur intégré désormais classique : le 7805. Comme toujours, divers condensateurs de découplage de l'alimentation ont été disposés sur le circuit afin d'éviter les ennuis classiques dus à l'emploi des circuits TTL. Ces condensateurs qui ne figurent pas sur le schéma, sont présents sur la nomenclature et le plan de câblage.

L'étude théorique du LSG1 est terminée et nous espérons que les explications fournies vous permettront d'en mener à bien la construction que nous vous proposons d'étudier à présent.

- III - Réalisation

Comme toujours, et afin d'en rendre la réalisation accessible au plus grand nombre d'entre-vous, nous avons essayé de simplifier la méthode de construction du LSG1. Vous ne rencontrerez donc pas de circuit imprimé à double face ni de composants spéciaux. Tous les composants du LSG1 sont très courants et le succès de la mise en marche ne dépend que d'un peu de minutie de votre part.

a) Liste des composants

Semi-conducteurs et circuits intégrés

IC_1 : NE555N
IC_2, IC_3, IC_4, IC_5, IC_6 : SN7490N
IC_7, IC_8 : SN7442N
IC_9 : SN7400N
IC_{10} : SN7440N
IC_{11} : 7805, régulateur intégré + 5 V - 1 A, boîtier TO220
T_1, T_2 : 2N2369
T_3 : 2N1711, 2N1613
D_1, D_2 : 1N4002
D_3 : diode zener 12 V - 0,4 W (BZY88 C12V RTC par exemple)
D_4 : 1N4148, 1N914
LD : diode LED rouge Ø 3 mm

Résistances

R_1 : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_2 : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_3 : 470 Ω 1/4 W 5 %
R_4 : 2,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_5 : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_6 : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_7 : 2,7 kΩ 1/4 W 5 %
R_8 : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_9 : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_{10} : 1 kΩ 1/4 W 5 %
R_{11} : 470 Ω 1/4 W 5 %

Condensateurs

C_1 : 10 nF 250 V mylar
C_2 : 2,2 nF céramique
C_3 : 47 pF céramique
C_4 : 47 pF céramique
C_5 : 220 nF 250 V mylar
C_6 : 2 200 μF 25 V chimique
C_7 : 1 nF céramique
C_8 : 220 nF 250 V mylar
C_9 : 220 nF 250 V mylar

Divers

1 circuit imprimé époxy 15/10e, simple face
TA : transfo 220-2 × 12 V, 6 VA
K_1 : inverseur à glissière miniature 1 circuit 2 positions
K_2 : commutateur rotatif 3 circuits, 4 positions ou 2 circuits, 6 positions. AB Electronics ou Lorlin.
K_3, K_4 : commutateur rotatif 1 circuit 12 positions. AB Electronics ou Lorlin
P_1 : potentiomètre miniature 47 kΩ variation linéaire (A)
P_2 : potentiomètre miniature 5 kΩ variation linéaire (A)

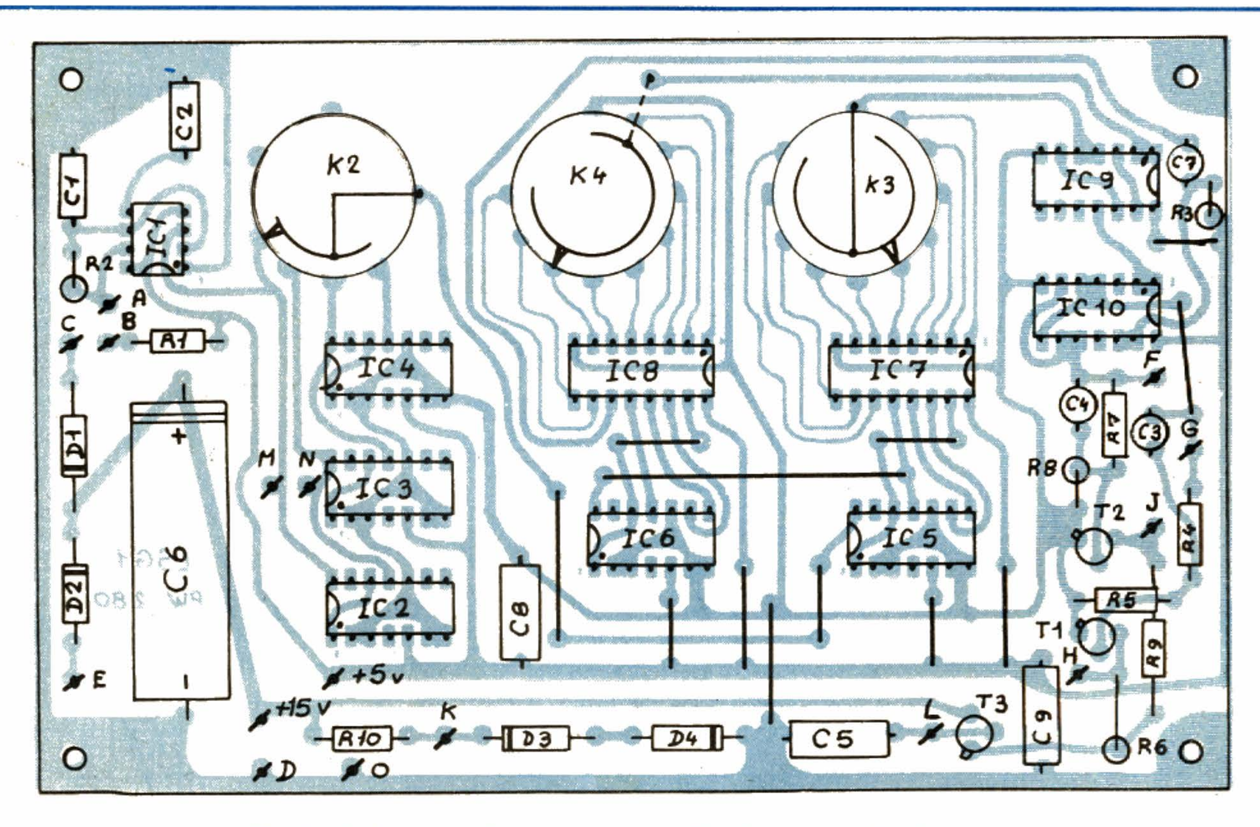


Fig. 4. – Implantation des composants, veillez à ne pas oublier les straps.

50
Ø suivant passe-fil
115
TA
Circuit imprimé
50
10
210
10

Fig. 5. – Le boîtier, tôle d'alu de 10/10e, pliages vers l'observateur. Les trous non cotés sont à percer suivant le matériel disponible.

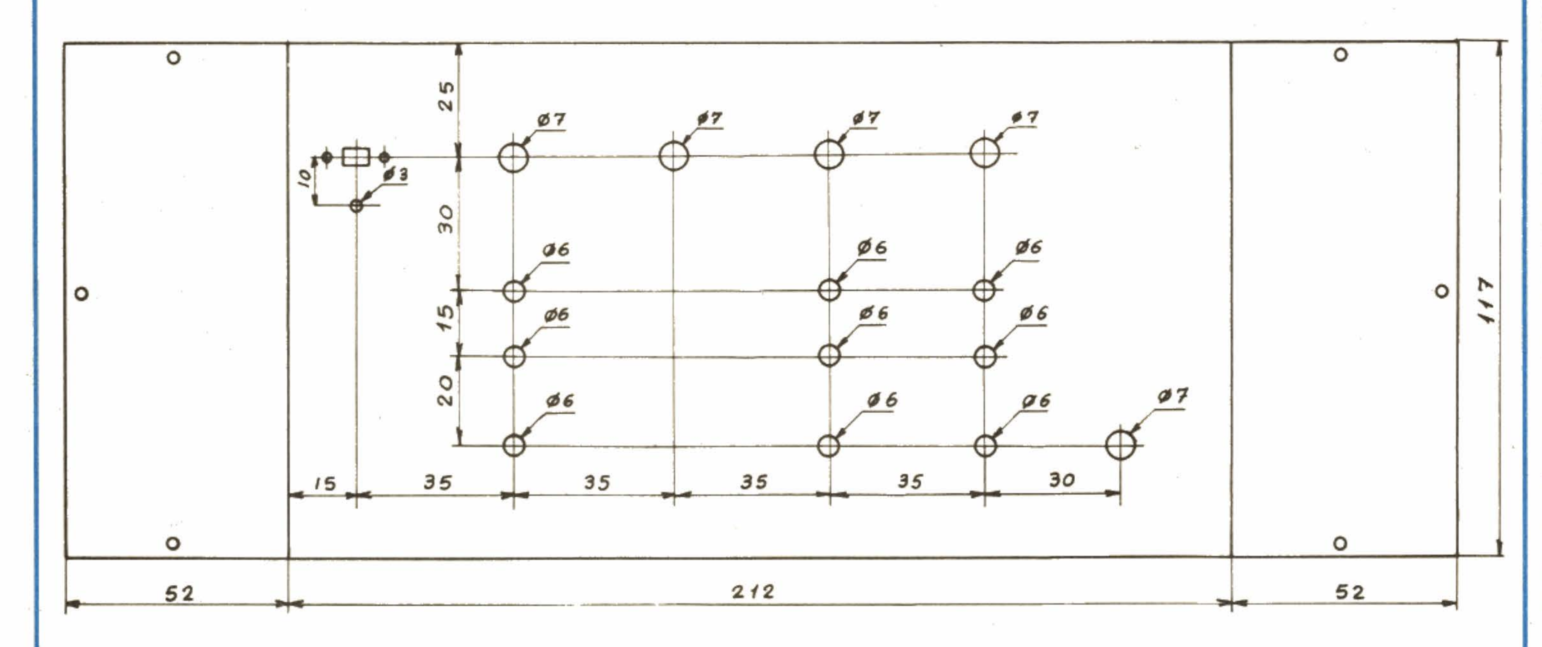


Fig. 6. – Le couvercle, tôle d'alu de 10/10e, pliages vers l'arrière.

1 coffret en tôle d'alu de 10/10e (voir texte)
2 boulons 3 × 10
6 vis à tôle de 3 × 10
1 passe-fil
1 cordon secteur
4 boutons à jupe avec index Ø 20 maxi.
9 prises Radial pour fiches banane Ø 2 mm
4 vis à tôle 3 × 15
4 entretoises laiton Ø 4
1 : 5 mm

Le circuit imprimé

La figure 3 vous montre le tracé à l'échelle 1/1 du circuit imprimé du LSG1. Nous conseillons fortement l'utilisation de l'époxy afin de conférer une rigidité suffisante au montage. Reproduisez le tracé de la figure 3 en employant les symboles à transfert direct pour les pastilles et le feutre pour les liaisons ou, si vous disposez du matériel nécessaire, de la méthode photographique, le dessin étant assez serré. Après le passage de la plaque dans l'habituel bain de perchlorure de fer, nous recommandons un nettoyage approfondi du circuit gravé suivi d'un étamage au fer à souder. Le perçage des trous de fixation des circuits intégrés et transistors se fait à 0,6 mm, celui des autres composants à 0,8 ou 1 mm et celui des trous de fixation du circuit imprimé à 2 mm. La découpe des orifices de fixation des commutateurs est ébauchée à la scie Abrafil, la finition se faisant à la lime 1/2 ronde douce en respectant les diamètres indiqués. Après les vérifications d'usage, implantez tous les composants suivant les indications de la figure 4. Nous vous conseillons de commencer par les quelques straps que nous avons dû prévoir et de terminer par les commutateurs. Si vous utilisez des commutateurs de marque Lorlin, ceux-ci sont à enfoncer jusqu'à ce que leur boîtier touche le circuit imprimé et les cosses qui dépassent d'environ 5 mm doivent être raccourcies à la pince coupante. Les commutateurs de marque AB Electronics sont montés en soudant l'œillet de chaque cosse, leur boîtier se trouve donc à 4 mm environ du circuit imprimé. Il est parfaitement inutile de monter les circuits intégrés sur des supports à condition, bien sûr, de ne pas les surchauffer pendant le soudage. Lorsque tous les composants sont soudés, vérifier la parfaite concordance entre votre travail et le plan de la figure 4 et examinez attentivement les soudures afin de déceler les liaisons intempestives éventuelles. Soudez à présent 4 entretoises de Ø 4 et d'une hauteur de 5 mm sur les pastilles entourant les trous de fixation, le tube de laiton que l'on trouve chez les revendeurs de matériel pour modèles réduits convient parfaitement à cet emploi.

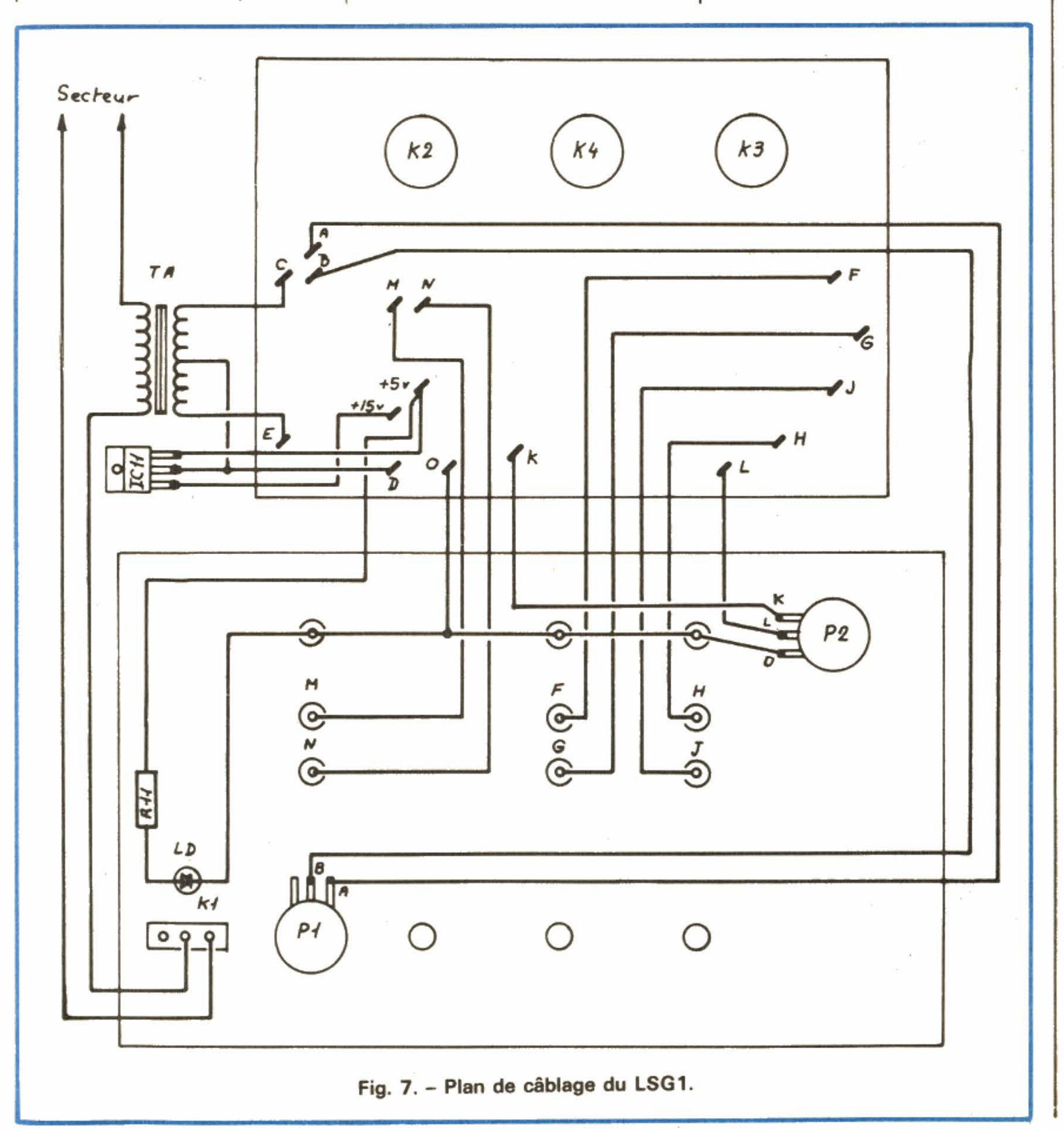


Fig. 7. – Plan de câblage du LSG1.

c) Le boîtier

Comme de coutume, nous l'avons réalisé nous-même, ce qui est, bien entendu, un peu fastidieux mais tellement économique que nous vous conseillons vivement de suivre ce qui suit. Ceux qui ne sont pas encore convaincus, peuvent évidemment se procurer un coffret tout fait dans le commerce. Pour les autres, nous indiquons sur les figures 5 et 6 les cotes de traçage du boîtier et de son couvercle qu'ils découperont et plieront suivant la méthode maintes fois décrite dans ces pages. Le perçage des trous de fixation du transfo et du circuit imprimé n'est pas coté, car il vous faut les adapter au matériel dont vous disposez et aux cotes des emplacements des commutateurs. Il faut procéder par contre au perçage, ce qui garantit une parfaite concordance entre les trous du couvercle et l'entr'axe des commutateurs. Nous vous recommandons de fixer provisoirement tous les accessoires du LSG1 avant d'en entreprendre la décoration. La tôle, dûment poncée est à peindre à l'émail à froid ou à recouvrir de plastique adhésif suivant les goûts de chacun. En ce qui concerne la face avant, recopiez sur une feuille de carton à dessin le modèle qui est visible sur les photographies qui illustrent cet article à l'aide de lettres transfert et du tire-lignes. Elle sera ensuite collée à l'araldite sur le couvercle puis recouverte d'une feuille de plastique adhésif transparente, ce qui protégera très efficacement. Vous pouvez à présent installer tous les composants du LSG1 à l'intérieur du coffret. A ce sujet, n'oubliez pas que le régulateur intégré IC_{11} est placé à l'exté-

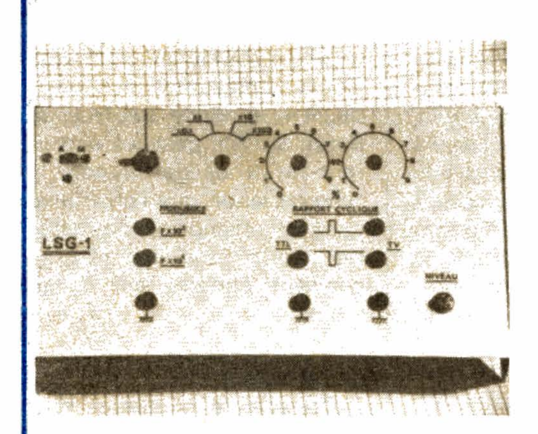


Photo 4. – Gros plan sur la face avant.

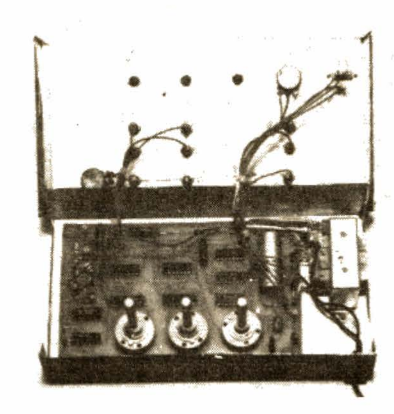


Photo 5. – Le LSG1 est câblé, il ne nous reste plus qu'à procéder aux essais.

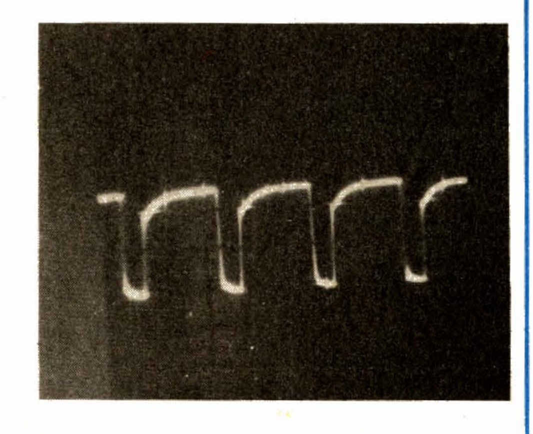


Photo 6. – Signal observé à la sortie « f X 10^4 », f = 80 kHz.

rieur du circuit imprimé. Nous l'avons pour notre part monté sur une des pattes de fixation du transfo, ce qui suffit à évacuer correctement les calories dégagées par ce composant.

d) Le câblage

La quasi-totalité des composants étant située sur le circuit imprimé, le câblage du LSG1 est très simple. Nous vous conseillons cependant de vous fier au plan de câblage de la figure 7. Toutes les liaisons sont faites en fil souple de 5/10ᵉ à l'exception de celles reliant le circuit imprimé au transfo et au régulateur intégré qui seront réalisées en fil rigide de 9/10ᵉ. Le nombre des liaisons étant très réduit, les erreurs de câblage sont improbables. Vérifiez cependant attentivement votre travail avant toute mise sous tension.

La réalisation du LSG1 est à présent terminée et nous vous invitons à suivre les indications de mise en service avant tout essai.

- IV - Mise en service et utilisation du LSG1

a) Mise en service

Avant toute mise sous tension, il vous faut vérifier à l'ohmmètre qu'il n'existe aucune liaison intempestive entre les alimentations + 15 V - + 5 V et la masse, de même pour les bornes des sorties. Si toutes les précautions d'usage ont été prises, vous ne devriez pas rencontrer d'ennuis à ce niveau. Reliez à présent un voltmètre entre + 5 V et la masse, dès la mise sous tension vous devez lire 5 V à 2 % près. Si cela n'est pas le cas, vérifiez les polarités de D_1, D_2, C_6 et IC_{11}. La tension aux bornes de C_6 doit être d'environ 15 V. Branchez à présent un oscillo entre le curseur de K_2 (strap) et la masse et positionnez K_2 sur « f × 100 ». Un signal rectangulaire doit être observé et sa fréquence doit varier de 8 kHz à 120 kHz environ lorsque vous tournez l'axe de P_1. Un défaut à ce stade ne peut provenir que d'une erreur d'orientation de IC_1 ou d'une erreur de câblage. Tournez à présent K_2 sur « f × 10 » puis « f × 1 » et enfin « f × 0,1 », à chaque position vous devez observer un signal rectangulaire d'une fréquence égale au 1/10ᵉ, 1/100ᵉ et 1/1 000ᵉ de celle du signal produit par l'horloge. Positionnez à présent K_2 sur « f × 100 » et P_1 en position de fréquence maximum (résistance minimum), branchez l'oscillo entre la broche 11 de IC_8 et la masse, vous devez observer l'apparition d'un signal rectangulaire d'une fréquence de 1 000 Hz environ et dont la valeur du rapport cyclique est de 90 % (signal à l'état « 1 » pendant 900 µs et à l'état « 0 » pendant 100 µs). Si cela ne peut être obtenu, vérifiez le branchement des circuits de comptage (IC_5 à IC_8). Commutez à présent K_3 sur « 0 » et K_4 sur « 5 », la valeur du rapport cyclique programmée est donc de 50 %. Branchez l'oscillo entre F et la masse et observez l'apparition d'un signal rectangulaire d'une fréquence de 1 000 Hz et dont la valeur du rapport cyclique est

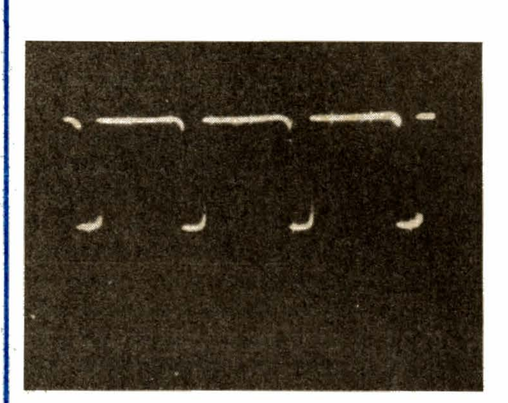


Photo 7. – Signal observé à la sortie « f X 10^3 », f = 8 kHz.

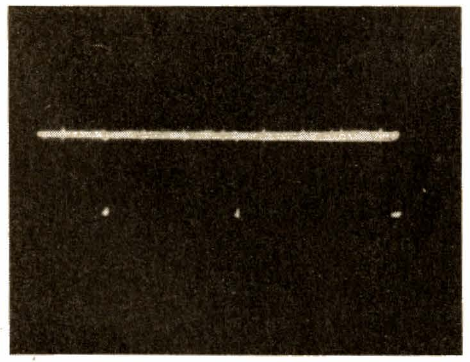


Photo 8. – Sortie TTL (point G), rapport cyclique de 1 %, f = 500 Hz.

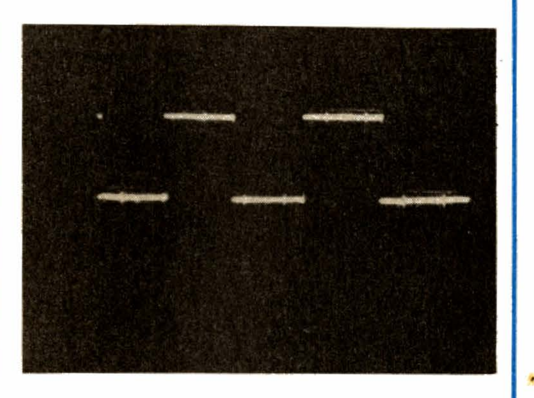


Photo 9. – Sortie TTL (point G), rapport cyclique de 50 %, f = 500 Hz.

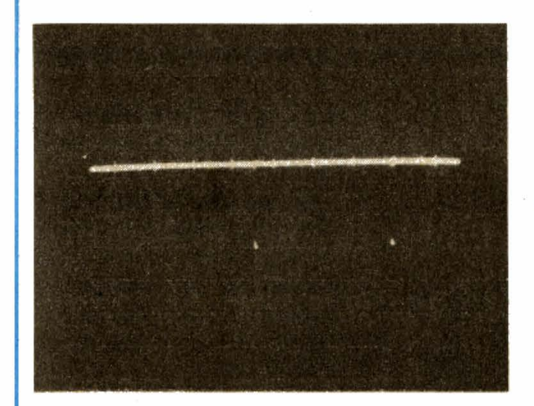


Photo 10. – Sortie TTL (point G), rapport cyclique de 99 %, f = 500 Hz.

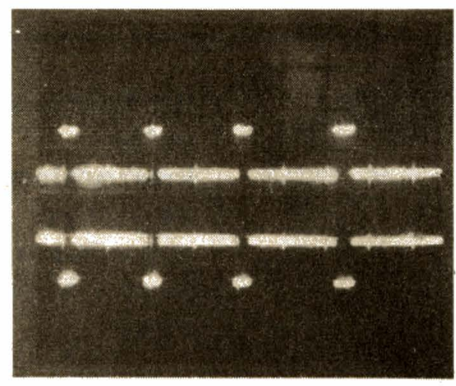


Photo 11. – Sorties TTL, rapport cyclique réglé sur 20 % pour la sortie G (trace supérieure) le rapport cyclique est inversé pour la sortie F (trace inférieure).

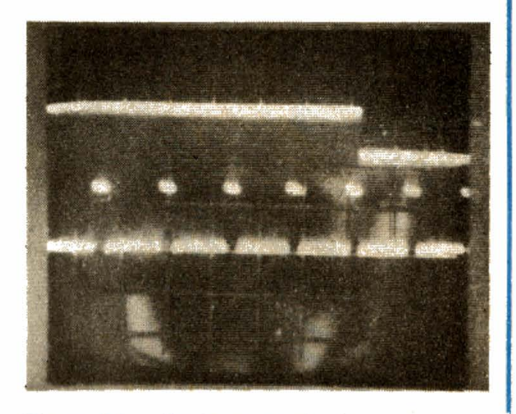


Photo 12. – En haut, sortie G avec rapport cyclique réglé sur 5 %, en bas, sortie de la base de temps. Notez que le passage à l'état « 0 » de la trace du haut se produit après le comptage de la cinquième impulsion d'horloge.

de 50 %. Vérifiez que l'action sur K_3 et K_4 fait bel et bien varier la valeur du rapport cyclique de 1 à 99 % et que ces signaux sont obtenus pour toutes les positions données à K_2 et à P_1. En cas d'échec, vérifiez le câblage des commutateurs, de IC_9 et de IC_{10}. Lorsque tous ces résultats sont obtenus, vous pouvez considérer que le LSG1 fonctionne parfaitement. Branchez maintenant le voltmètre entre l'émetteur de T_3 et la masse et vérifiez que l'action sur P_2 fait varier la tension entre 0 et 12 V. Remplacez D_3 si la tension est insuffisante. Placez K_2 sur « f × 100 », K_3 - K_4 sur « 50 % » et branchez l'oscillo entre le point H et la masse. L'apparition d'un signal identique à celui observé au point G doit être constatée à cette différence que l'action sur P_2 permet d'en faire varier l'amplitude. Branchez l'oscillo entre le point J et la masse et notez l'apparition d'un signal identique au précédent. Comme vous avez pu le constater, la mise en service du LSG1 ne demande aucun réglage, tous les résultats s'obtenant par des opérations binaires, ce qui n'est pas le cas des appareils les plus courants qui emploient des monostables dont il faut ajuster méticuleusement les temps de réponse. Ceci confère au LSG1 une originalité certaine et une très grande fiabilité, aucun élément ne pouvant se dérégler avec le temps.

b) Etalonnage

Le LSG1 fonctionnant à présent parfaitement, il vous faut procéder à son étalonnage, ce qui se résume à repérer les différentes positions de P_1 produisant les fréquences désirées. Pour ceux qui possèdent un fréquencemètre, pas de problèmes : reliez cet appareil aux bornes de sortie et tracez sur le bouton ou sur la face avant les fréquences lues. Possédant un tel appareil de mesure (FPX1 décrit dans le HP n° 1653 et suite), nous n'avons pas gradué P_1 préférant nous fier aux indications du FPX1. Ceux qui ne possèdent pas de fréquencemètre peuvent utiliser leur oscillo pour mesurer la fréquence des signaux du LSG1 à condition, toutefois, que la base de temps soit correctement étalonnée. Pour ceux enfin qui ne possèdent qu'un multimètre, il existe une méthode simple qui consiste à relier celui-ci entre G et la masse puis à placer K_2 sur « f × 0,1 », K_3-K_4 étant placés sur « 50 % ». Quand P_1 est en position de résistance maximum, l'aiguille du voltmètre doit dévier à + 5 V toutes les 12 secondes environ. A l'aide d'un chrono, mesurer ce temps jusqu'à ce que la montée de l'aiguille s'opère toutes les 10 secondes tout en modifiant le réglage P_1 (faire les mesures sur plusieurs périodes du signal) et tracer la position « 1 ». Repérez en suivant le même principe toutes les autres positions en appliquant la formule : P = 1/f (exemple : f = 0,7 Hz d'où P = 1,42 s). Contrairement à ce que l'on pourrait croire, on obtient sans difficultés une précision de 5 % à condition, bien entendu, de faire chaque mesure sur plusieurs périodes. Les diverses valeurs de la fréquence du signal de sortie peuvent être indiquées sur la face avant ou mieux sur la jupe du bouton de commande de P_1 ainsi que nous l'avions indiqué dans l'article relatif à la description d'un générateur de fonctions (HP n° 1633-1634).

c) Utilisations du LSG1

Le LSG1 trouve sa principale raison d'être lors du dépannage ou de la mise au point de montages utilisant des circuits logiques TTL ou C.MOS (compteurs, générateurs, appareils de mesure, etc). En TTL son utilisation est extrêmement simple puisqu'il suffit de relier directement une des sorties F ou G au circuit sous test les signaux de sortie du LSG1 étant directement compatibles TTL. Il ne faut cependant pas oublier que la sortance est limitée à 10 portes TTL et qu'il n'existe aucune protection (gare aux courts-circuits !). En technologie C.MOS ou autre, mesurez tout d'abord la tension d'alimentation du circuit sous test et réglez P_2 jusqu'à ce que l'amplitude du signal disponible en F ou J soit identique à celle-ci. Réglez pour ce faire K_2 sur « f × 0,1 », P_1 sur « 1 » et K_3 - K_4 sur « 50 % », agissez ensuite sur P_2 jusqu'à ce que vous lisiez sur le voltmètre branché en sortie la tension désirée. C'est très simple, la tension étant au maximum pendant 5 secondes sur les 10 que dure la période du signal, ce qui laisse un temps suffisamment long pour le réglage de P_2. De même que pour les sorties TTL, il ne faut pas oublier que le niveau des signaux produits dépend des charges reliées, le niveau « 1 » étant transmis par l'intermédiaire d'une résistance de 1 kΩ.

Les utilisations possibles du LSG1 sont innombrables et sa large gamme de fréquences et de formes de signaux permet de faire face à la quasi totalité des besoins des amateurs en cette matière. Citons pêle-mêle : mise au point de compteurs, remplacement de bases de temps, essais de montages divers, etc. ; cette liste n'étant pas limitative.

Ici s'achève la description de cet appareil qui rendra, nous en sommes persuadés, les plus grands services aux amateurs. Pour tous ceux qui pratiquent le dépannage et la mise au point de montages employant des circuits logiques, le LSG1 deviendra très vite un allié sûr et fidèle. Nous espérons que ses excellentes performances ainsi que sa simplicité de réalisation inciteront nombre d'entre vous à réaliser ce générateur de signaux logiques original.

Ph. WALLAERT

L'interphone Aiphone KAH 12/24



Le Aiphone KAH 12/24 offre la possibilité de tenir jusqu'à 12 conversations simultanées. Idéal pour les conférences à plusieurs postes, évitant les réunions fastidieuses et pas toujours faciles à mettre en place, il est équipé de nombreux dispositifs :
– touche secret, évitant toute écoute accidentelle,
– touche d'isolement du poste le transformant en ligne privée,
– potentiomètre de réglage du niveau de conversation, permettant ainsi de moduler la puissance de réeception (très utile en milieu bruyant ou exigu),
– appel général avec ou sans réponse, et conversation mains libres.

En outre, il est intéressant de savoir qu'avec ce type d'appareil, il est facile d'interdire à certains postes l'appel d'un ou plusieurs autres postes déterminés.

Enfin, il permet la diffusion de musique ou d'annonces sur haut-parleur.

Alimentation : 12 V continu.

Puissance d'écoute : jusqu'à 700 mW.

Distance de communication : jusqu'à 380 m et plus.

Le 23e Salon international des composants électroniques 1980

Le Salon international des Composants électroniques s'est tenu à Paris au Parc des Expositions de la Porte de Versailles du 27 mars au 2 avril 1980.

Il groupait 1 521 exposants directs de 31 pays dont 616 français et 905 étrangers.

87.243 cartes d'entrées permanentes ont été délivrées aux visiteurs professionnels identifiés.

Le Salon a enregistré 76 136 visiteurs français et 11 107 étrangers en provenance de 92 pays des 5 continents.

Comparément à 1979, on observe une diminution du nombre des visiteurs français (– 5,77 %) tandis que celui des visiteurs étrangers progresse de 8,59 % confirmant la vocation internationale du Salon.

Ces visiteurs professionnels appartiennent aux secteurs d'activités suivants : Télécommunications, Informatique, Automatisation, Distributeurs, Radio TV, Mesure, Electroacoustique HiFi, Aéronautique-Espace, Electronique Médicale, Automobile, Electroménager, Electronique nucléaire, Photo cinéma, Horlogerie, Jouet, etc.

Le prochain Salon international des Composants électroniques aura lieu du lundi 6 au samedi 11 avril 1981.

IIIe Festival vidéo international de Tokyo organisé par Japan Victor Company

Bien qu'elle ait connu ces dernières années un extraordinaire développement, la vidéo est connue actuellement surtout comme un moyen d'enregistrer et de reproduire les émissions de télévision.

C'est pourtant un moyen d'expression original que la diffusion de caméras et de magnétoscopes portables de plus en plus performants, a mis à la disposition du public amateur.

On sait quel rôle fondamental a joué la Société J.V.C. en ce domaine, par la conception et la commercialisation d'un matériel dont les qualités sont bien connues.

Pour favoriser la vidéo en tant que moyen d'expression, J.V.C. organise depuis 1978 un Festival Vidéo International qui se déroule à Tokyo.

Dès la première année 257 réalisations avaient été présentées et c'est une œuvre venue d'Allemagne de l'Ouest qui avait obtenu le grand prix.

L'an passé a vu couronner la réalisation d'une Canadienne résidant aux U.S.A. qui s'est distinguée parmi les 326 œuvres présentées. Les prix suivants ont été, chaque année, attribués à des œuvres de diverses nationalités.

Même si d'autres concours semblables ont été organisés par la suite, il demeure que le Festival Video International de Tokyo parrainé par J.V.C. est le plus prestigieux à l'heure actuelle.

Qui peut participer ?

Tous réalisateurs de vidéo amateurs ou professionnels, groupes ou particuliers, sont invités à présenter des réalisations.

Les œuvres doivent être réalisées essentiellement avec une caméra vidéo (inserts photographiques ou cinématographiques autorisés s'ils ne constituent pas la partie la plus importante).

Tous les formats amateurs ou professionnels sont admis, de même que le noir et blanc ou la couleur.

La durée ne doit pas excéder 20 minutes et des réalisations de 1 à 5 minutes ont autant de chance que de plus longues, puisque seules les qualités créatives du réalisateur seront prises en considération.

Les prix :

Un jury composé de personnalités des Arts, des Sciences, du Cinéma et de la Télévision du Japon attribueront les prix dont les principaux sont :
– Grand prix : 300 000 Yens (décoration, trophée et un voyage de 15 jours au Japon).
– Prix d'excellence (2 prix) : 200 000 yens (décoration, trophée et une caméra vidéo couleur).
– Prix spécial (5 prix) : 100 000 yens (et une décoration).
– Mention d'honneur (5 prix) : 50 000 yens (et une décoration).
– Œuvres sélectionnées (15) : 10 000 yens (une décoration et un souvenir).

Tous les participants recevront un cadeau.

Un prix spécial sera attribué par J.V.C. Vidéo-France à la meilleure réalisation française.

Dates : Le concours est ouvert du 1er avril au 15 septembre 1980. Proclamation des prix : décembre 1980.

Comment ? Une documentation complète avec bulletin de participation pourra être retirée chez les revendeurs J.V.C. ou à : J.V.C. Vidéo-France, 64, rue des Binelles, 92310 Sèvres.



DATA PRECISION
LE CAPACIMETRE DIGITAL 938

L'APPARITION des multimètres numériques, a apporté la possibilité de mesures précises des résistances, sans le recours aux traditionnels ponts de Wheastone autrefois employés.

S'agissant des mesures de capacités, les progrès ont été plus lents, car on ne peut transformer, de façon simple, un voltmètre en capacimètre.

Il était prévisible cependant que, là aussi, les ponts céderaient peu à peu la place aux techniques digitales. En fait, on trouve maintenant plusieurs capacimètres numériques chez divers constructeurs, et nous avons eu l'occasion d'en décrire dans ces colonnes.

Le modèle 938 proposé par Data Precision, est un appareil de poche, à alimentation autonome sur pile, et affichage par cristaux liquides sur 3 digits et demi.

– I –
La méthode de mesure digitale des capacités

Considérons le dispositif de la figure 1. Par l'intermédiaire des interrupteurs K_1 et K_2, il permet la charge du condensateur C à travers la résistance R_1, puis sa décharge à travers R_2, à partir de la source de tension E. La courbe de la figure 2 montre l'évolution, dans le temps, d'une charge, puis d'une décharge, à laquelle nous nous intéresserons surtout.

Pendant un intervalle de temps donné ΔT, la différence de potentiel V, aux bornes du condensateur, diminue de Δ V. Il y correspond une diminution Δ Q de la charge emmagasinée, et ces grandeurs sont reliées à la capacité C du condensateur, par l'équation :

$$\Delta Q = C \Delta V$$

D'autre part, si i est, à chaque instant t, l'intensité du courant de décharge, la variation élémentaire de charge a pour expression, pendant l'intervalle de temps dt :

$$dQ = i\ dt$$

Pour connaître la variation finie ΔQ, il suffit d'intégrer dQ sur l'intervalle de mesure.

Finalement, la mesure de ΔQ (par l'intermédiaire de i), et celle de ΔV, permet de déterminer la capacité C.

– II –
Synoptique du capacimètre Data Precision type 938

L'appareil exploite les notions que nous venons d'exposer. On trouvera son schéma synoptique, simplifié, à la figure 3.

Fig. 1

Fig. 2

Le convertisseur analogue/digital, qui pilote les afficheurs, possède deux entrées : l'une d'elle reçoit une tension de référence, et l'autre, la tension prélevée aux bornes du condensateur à l'essai. Un bloc de programmation logique, agissant sur les inverseurs K_1, K_2, K_3 et K_4, détermine la succession des opérations, pour chaque cycle de mesure. Les quatre phases de la mesure sont alors :

Phase 1 : Le condensateur inconnu, C, est chargé à une différence de potentiel initiale qui ne dépasse jamais 2,8 V, et qui dépend de la valeur de C, ainsi que de la gamme de mesure choisie.

Phase 2 : Les condensateurs C_4 et C_5 sont alors chargés en série, sous une différence de potentiel totale égale à celle atteinte par C.

Phase 3 : Le condensateur inconnu, C, est maintenant déchargé à travers l'une des résistances R, sélectionnée par le commutateur de gammes. L'intensité du courant de décharge, à l'issue d'un temps déterminé, commande la tension sur l'armature active du condensateur C_3, intégrée par la cellule R_9 C_3.

Phase 4 : La nouvelle valeur de la différence de potentiel aux bornes du condensateur inconnu C, à la fin du cycle de décharge précédent, est transférée et stockée sur C_4. De la sorte, la différence de potentiel aux bornes de C_5, qui constitue la tension de référence du convertisseur A/D, égale la variation de tension sur C, pendant la décharge.

Certains autres éléments du schéma de la figure 1, nécessitent quelques explications. L'amplificateur opérationnel A_1, connecté en amplificateur suiveur, offre une très grande impédance d'entrée, et ne prélève donc aucune quantité d'électricité sur le condensateur mesuré C, pendant le transfert vers C_4 et C_5.

Un réglage de zéro est prévu, par exemple pour compenser les éventuelles capacités parasites des fils de liaison, sur ± 20 pF. Il agit en prélevant, sur le courant de décharge de C, une intensité proportionnelle à la tension de référence, et ajustable par le potentiomètre R_8.

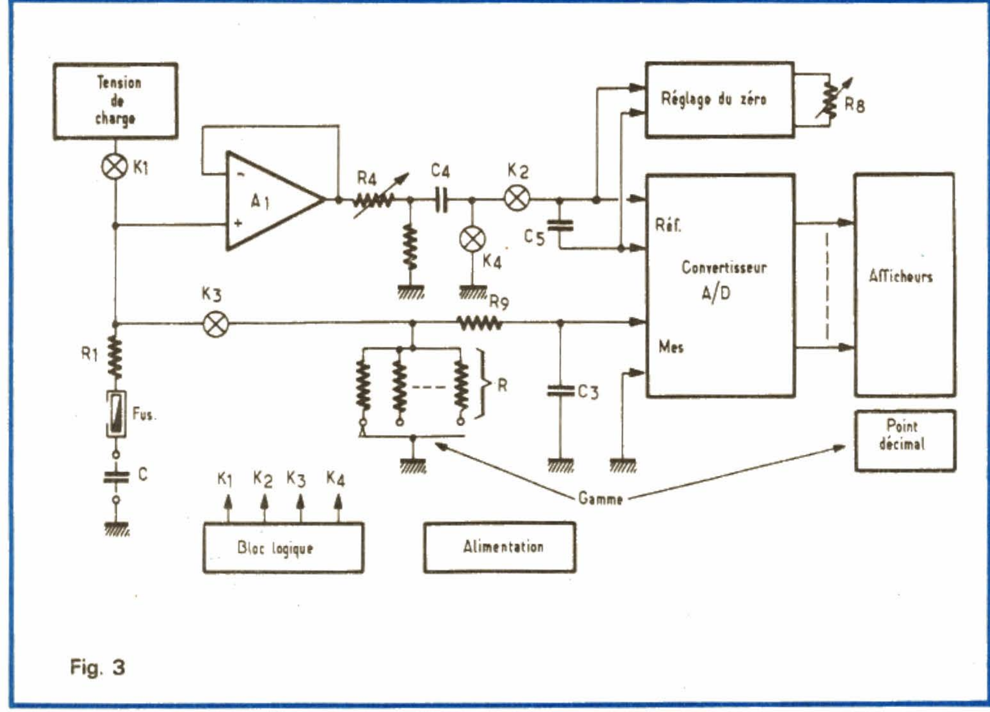


Fig. 3

- III -
Présentation générale du capacimètre

Comme le montre notre photographie de tête, le boîtier, très dépouillé, s'inscrit dans les présentations traditionnelles du constructeur. Les grands chiffres des afficheurs à cristaux liquides, sont clairement visibles derrière leur vitre de protection. Une seule main suffit à tenir l'appareil, et à sélectionner les calibres, par enfoncement de l'une des touches latérales. On peut alors agir, avec le pouce, sur le large bouton du potentiomètre de réglage du zéro.

Le détail des commandes, est précisé sur la vue de la figure 4. On y trouve :

1 – L'interrupteur général de mise sous tension.

2 – Les poussoirs de sélection de l'une des huit gammes, qui s'échelonnent de 200 pF à 2 000 µF, à pleine échelle.

3 – Le potentiomètre de réglage du zéro. C'est un modèle multitours, à commande extrêmement douce, et qui permet un réglage très précis.

4 – Les bornes d'entrée pour le raccordement, par des fiches bananes, du condensateur à mesurer.

5 – Un autre jeu de bornes d'entrée, réalisées sous forme de contacts par pinces. Elles se révèlent très commodes pour les condensateurs de petites dimensions, et les divers écartements disponibles conviennent à toutes les formes existantes. On remarquera l'indication de polarité (signe + près de l'une des bornes), qu'il convient de respecter pour les condensateurs électrochimiques.

Outre l'alimentation par une pile miniature, qui confère une autonomie de 100 à 200 heures environ, on peut disposer en option d'un bloc de raccordement au secteur.

- IV -
Résumé des caractéristiques essentielles

- Affichage sur 3 digits et demi, par cristaux liquides.
- Huit gammes de mesure, de 200 pF à 2 000 µF à pleine échelle.
- Précision : ± 0,1 % de la lecture ± 1 digit ± 0,5 pF sur les sept premières gammes. Sur la gamme 2 000 µF, la précision est de ± 1 % de la lecture ± 1 digit.
- Tension de charge du condensateur mesuré : ne dépasse jamais 2,8 V.
- Protection de l'entrée par fusible de 250 mA.
- Indication de dépassement de gamme.

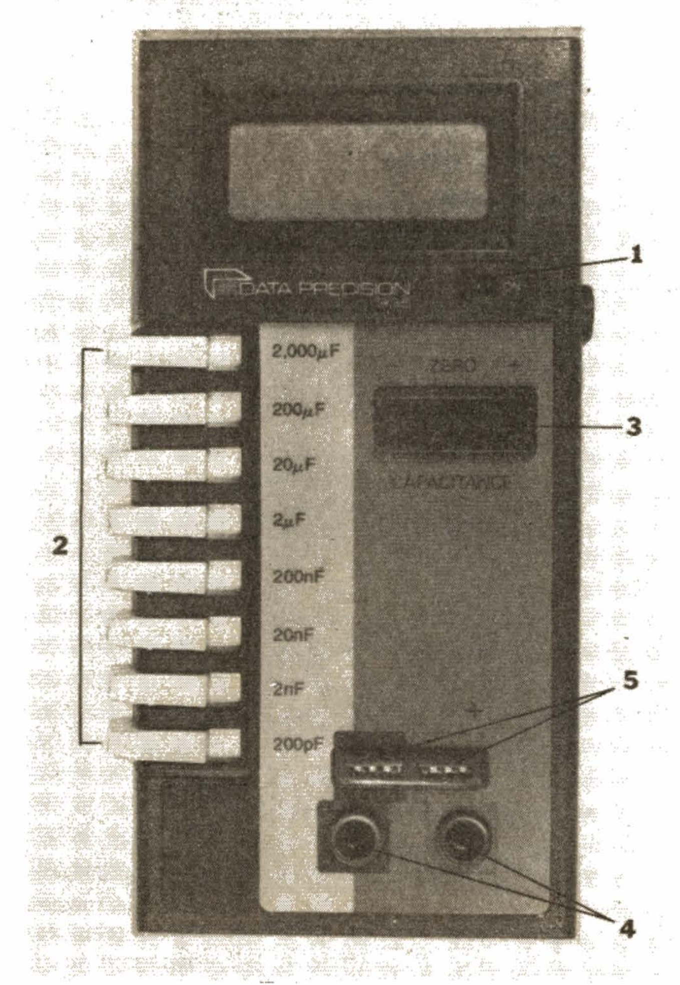
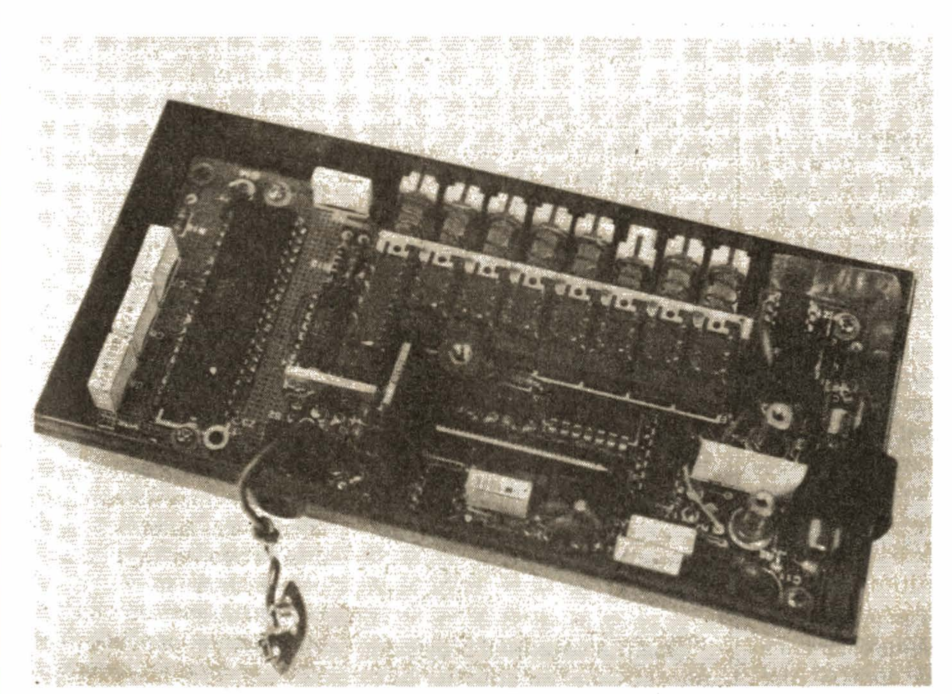


Fig. 4


Fig. 5

● Alimentation par pile miniature de 9 V, ou par bloc secteur.
● Dimensions : 170 mm × 89 mm × 38 mm.

– V –
Coup d'œil à l'intérieur du boîtier

En retirant le fond – opération très facile puisqu'il suffit de desserrer une unique vis imperdable – on découvre tous les composants du capacimètre (fig. 5). L'essentiel de l'électronique, fait appel à des circuits intégrés : on distingue notamment, à l'extrémité proche des afficheurs, le convertisseur A/D, circuit Intersil de type 7106 à haute intégration.

Bien que serré, le câblage, par sa netteté, laisse un accès relativement facile aux divers composants, La notice, d'ailleurs, est accompagnée d'un schéma d'implantation bien lisible. Elle comporte aussi des indications destinées à faciliter la recherche d'une panne éventuelle, et la localisation de son origine, grâce à un organigramme logique qui indique les tests à effectuer.

En entretien courant, on n'aura évidemment qu'à procéder au remplacement périodique de la pile (une tension insuffisante est matérialisée par l'indication «LO BAT» sur les afficheurs). En cas d'application accidentelle d'une tension dangereuse sur l'entrée, l'accés au fusible de protection est également très facile. On regrettera par contre, qu'il ne soit pas prévu d'emplacement pour un exemplaire de réserve.

Enfin, il sera utile de procéder régulièrement au recalibrage. Il suffit, pour cela, d'agir sur la résistance ajustable R_4, très accessible, et qui commande la valeur de la tension de référence appliquée au convertisseur A/D (voir le schéma de la figure 3). Cette opération suppose qu'on utilise un condensateur étalon, de capacité connue avec une incertitude inférieure à ± 0,05 %.

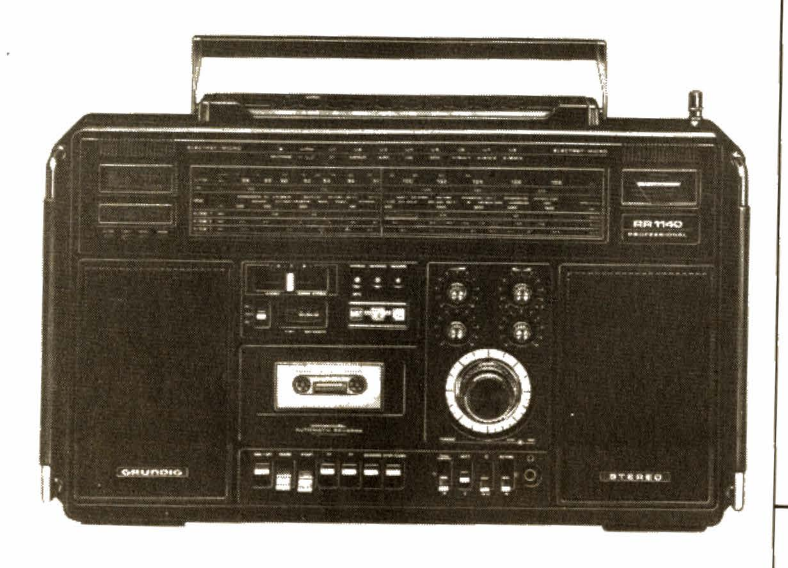
– VI –
Nos conclusions

Comme nous le faisions remarquer en introduction, l'apparition et la généralisation des multimètres numériques, ont habitué les électroniciens à la mesure facile et précise des résistances. Il était normal que le même besoin se fasse sentir pour les condensateurs.

En apportant une précision de l'ordre de 0,1 %, le capacimètre Data Precision concurrence efficacement des ponts de mesure de qualité, d'ailleurs plus coûteux. Sa présentation compacte, son autonomie, sa facilité d'emploi, séduiront tous ceux qui sont appelés fréquemment à mesurer des composants passifs.

R. RATEAU

Trois nouveaux radiocassettes chez Grundig



Pour l'été Grundig présente trois nouveaux radiocassettes stéréo : RR 940-RR 1040 et RR 1140. Ce dernier présente les caractéristiques suivantes :

Le fréquencemètre digital à cristaux liquides concerne les 6 gammes d'ondes disponibles sur le RR 1140 : PO – GO – MF – OC1 – OC2 – OC3, et permet une sélection des programmes particulièrement agréable.

L'horloge incorporée, outre l'affichage normal de l'heure, indique successivement la date, les programmations mises en mémoire (début/arrêt d'émissions, réveil).

Partie cassette : dispositif auto-reverse

Avec commutation automatique en fin de bande dans le sens inverse du défilement de bande, le dispositif auto-reverse permet une lecture des deux pistes sans retournement de la cassette.

Une diode LED indique le sens de défilement de la bande. Deux microphones à condensateur incorporés permettent un enregistrement stéréo « en situation ».

Amplificateur stéréo avec 4 haut-parleurs

L'étage final stéréo du RR 1140, d'une puissance de 2 x 10 watts, est dimensionné de telle sorte que cette petite chaîne stéréo portative dispose d'une musicalité particulièrement remarquable.

Contribue à cette qualité l'équipement « haut-parleurs » du RR 1140, composé de deux systèmes par canal : deux haut-parleurs graves + médiums pour la réception AM, avec commutation possible, pour la réception FM et l'écoute des cassettes, de haut-parleurs aigus.

Ce dispositif peut se prévaloir d'un atout supplémentaire, à savoir la présence d'un curseur qui permet l'élargissement acoustique de la base stéréo. Une astuce technique amplifie le plaisir de l'écoute stéréophonique de façon étonnante.

Il est bien évidemment possible d'élargir « naturellement » l'écoute de cet appareil par l'adjonction de deux boxes et d'un casque.

Les Sociétés Saba et Videon entrent dans le groupe Thomson-Brandt

Thomson-Brandt annonce qu'il vient de conclure avec General Telephone and Electronics Corporation GTE (U.S.A.) un accord visant à lui transférer le contrôle des activités d'électronique Grand public de deux filiales de GTE : la Société Saba Gmbh, un des principaux constructeurs allemands de radiotélévision, et la société française Videon fabricant de composants électroniques.

L'entrée en vigueur de cet accord est subordonnée à l'agrément des pouvoirs publics français et allemand.

Cette opération a pour objectif de renforcer la position internationale de la branche grand public de Thomson-Brandt et de lui permettre ainsi de participer avec une efficacité accrue au développement des nouveaux marchés de l'audiovisuel.

Droits d'auteurs et enregistrement magnétique

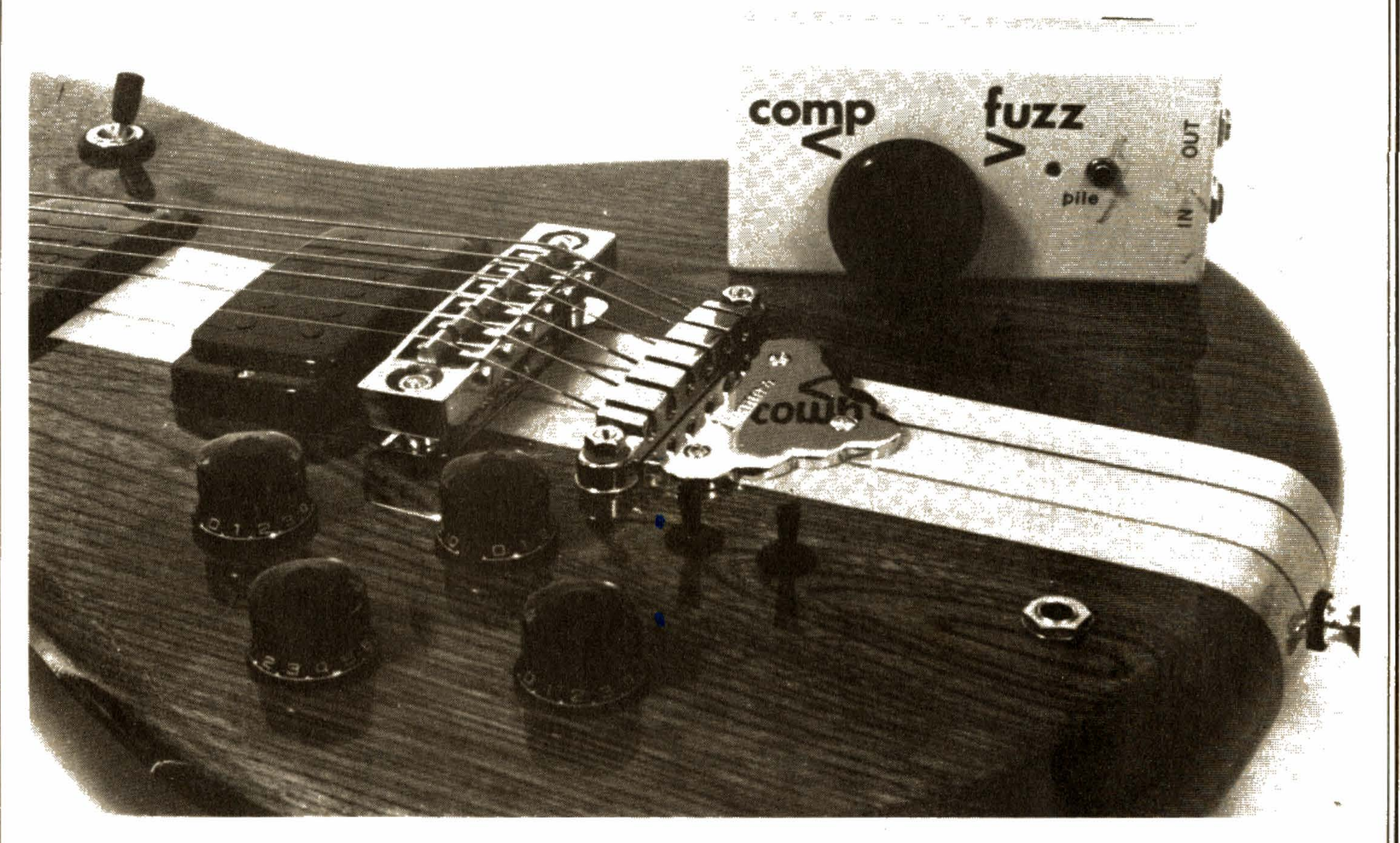
L'usage du terme « piraterie » est totalement impropre lorsqu'il s'agit de reproduction individuelle d'enregistrements ou d'émissions effectuée sans but lucratif par des particuliers pour leur usage personnel et familial. Une telle action est, en effet, parfaitement conforme au droit du copiste tel que le définit très précisément la loi du 11 mars 1957. Elle ne saurait donc, de ce fait, constituer un délit ni civil, ni pénal.

Par contre, la contrefaçon – telle celle à laquelle se livrait le gang de faussaires démantelé récemment par les services de police de Rouen – constitue un délit pénal auquel le vocable « piraterie » s'applique parfaitement. Pour leur part, les industriels de l'électronique ne peuvent qu'approuver les sanctions sévères infligées par les tribunaux aux responsables de délit de contrefaçon.

Quant à l'éventuel projet de perception au profit des auteurs d'une redevance sur les ventes des cassettes vierges, les industriels assimilent une telle mesure à la taxation du couteau à légume de la ménagère aux fins d'indemniser la veuve et les enfants de la victime d'un assassin en fuite.

Au demeurant et de surcroît, une telle mesure illustrerait parfaitement la montagne accouchant d'une souris. En effet, on a vendu, en France en 1979, 32 millions de cassettes vierges (alors que le nombre des disques et de cassettes enregistrées vendues a dépassé 165 millions d'unités), compte tenu que l'éventuelle redevance ne pourrait unitairement dépasser un montant symbolique et compte tenu du coût du service à créer pour le contrôle et la perception en douane et sur les lieux de vente d'une part, et la répartition d'autre part, la rétribution complémentaire à revenir finalement aux auteurs français et à leurs ayants droit serait sans commune mesure avec l'importance du dispositif administratif dont elle nécessiterait la mise en œuvre.

(Communiqué SIERE)



PEDALE DE GUITARE FUZZ-SUSTAIN-NOISE GATE

LA pédale de guitare que nous proposons ici et qui offre trois effets, est basée sur l'utilisation d'un élément photoélectrique utilisé pour commander le gain d'un circuit électronique.

La distorsion

La pédale de distorsion, c'est une pédale assurant une amplification importante d'un signal. Comme cette amplification est importante, il y a saturation, et cette saturation se traduit par une distorsion très importante et très appréciée des amateurs d'instruments électrifiés. Cet effet de distorsion est appelé Fuzz dans le langage anglo-saxon. Cette fonction se fait très simplement, on amplifie le signal avec un amplificateur opérationnel à grand gain et le tour est joué. La seconde fonction que notre pédale assure, c'est le sustain. Si le signal d'entrée varie, le signal de sortie suit. Avec la fonction distorsion, nous avons une saturation de l'amplificateur. Cette saturation se produit même pour un faible niveau d'entrée ; par conséquent, lorsque l'amplitude du signal de la guitare variera, celle crête-crête du signal de sortie restera sensiblement constante. Cette constatation permet de donner aussi au son de la guitare cette caractéristique de sustain, de son soutenu mais avec distorsion.

La limitation

Ici, nous proposons une variante puisque, si nous conservons aussi l'amplitude du signal de sortie constante, ce sera avec une distorsion réduite, cette dernière atteignant environ 3 % lorsque le signal a une amplitude vraiment importante. Cette fonction est remplie par l'utilisation d'un limiteur. Le limiteur modifie le gain d'un amplificateur de façon inverse par rapport à la variation d'amplitude du signal. Lorsque l'amplitude du signal incident est grande, le gain est petit et réciproquement. Cette fonction est une limitation mais contrairement à la limitation due à un écrêtage, il n'y a pas de distorsion. Le gros avantage de cette méthode est de permettre de jouer en sustain avec des accords, ce qui n'est évidemment pas possible comme tous les guitaristes le savent avec une pédale de distorsion, à moins de disposer d'un micro et d'un ampli saturable par corde, ce qui se fait chez les japonais, sur des synthès guitare.

Si le limiteur offre une certaine absence de distorsion, le signal de sortie ne sera pas aussi riche en harmoniques que le signal de la pédale de distorsion. Avec notre pédale « de luxe », vous aurez le choix ! La figure 1 montre le traitement d'un signal d'enveloppe variable.

La porte de bruit

Le fait d'augmenter inconsidérément le gain comme nous le faisons ici entraîne une amplification des très faibles signaux dans lesquels se loge du bruit de fond. Ce bruit de fond est très désagréable, surtout dans les pédales de distorsion, par ailleurs, l'augmentation exagérée du gain peut provoquer du Larsen, ce qui n'est pas très souhaitable en général. Nous avons donc introduit ici ce que les anglo-saxons appellent un « Noise Gate », terme qui peut se traduire par l'appellation porte de bruit. Cette porte de bruit, c'est un interrupteur qui est commandé par le signal d'entrée de la pédale. Lorsque le signal est très faible, la tension de sortie est maintenue à un niveau très bas, lorsque le signal augmente, on passe un seuil à partir duquel l'amplification peut prendre effet.

Ces trois fonctions se traduisent ici par la courbe théorique que nous donnons ici, lorsque le signal est très faible, la tension de sortie est très basse (à la limite elle est nulle), lorsqu'il augmente, on garde une faible valeur progressant néanmoins, une fois le seuil atteint, le signal augmente brusquement pour arriver ici au niveau de limitation ou d'écrêtage, nous avons, figure 2, la courbe théorique de transfert dont la forme est celle d'une marche d'escalier..., lorsque les fonctions limitation et distorsion ne sont pas en service, nous avons une caractéristique entrée-sortie qui est une droite inclinée, cette caractéristique étant obtenue une fois le seuil de la porte de bruit dépassé.

Synoptique

La figure 3 donne le schéma synoptique de cette pédale. Ce synoptique comporte deux voies, la première, celle du haut, est une voie de passage du signal. Elle comporte un amplificateur opérationnel monté avec une résistance

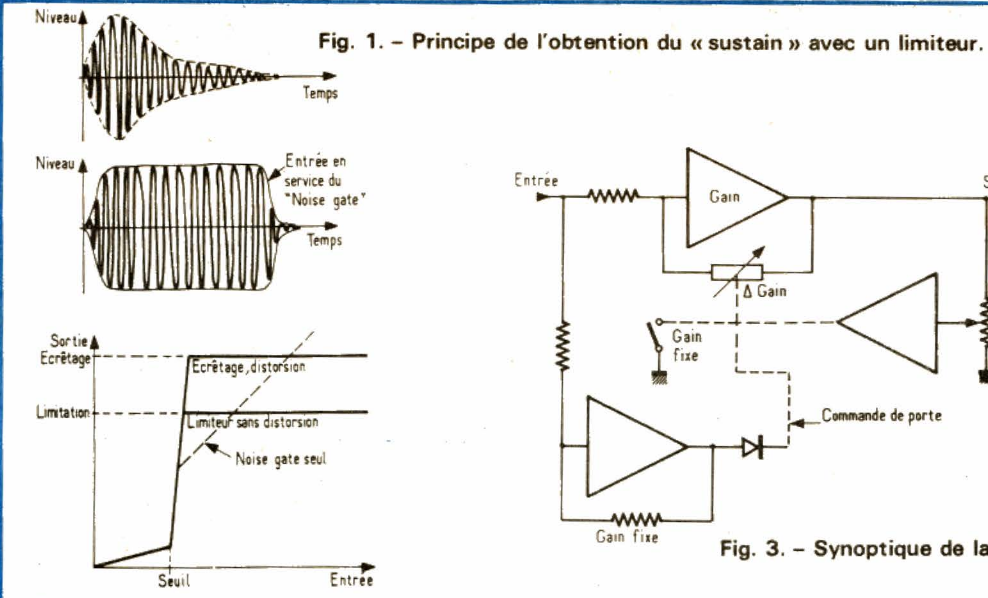


Fig. 1. – Principe de l'obtention du « sustain » avec un limiteur.

Fig. 2. – Caractéristique technique entrée/sortie de la pédale.

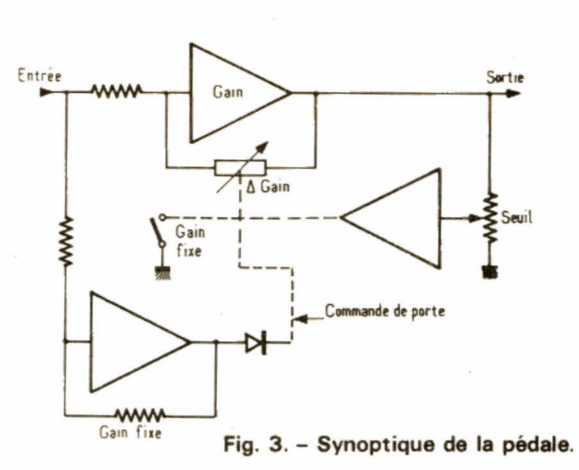
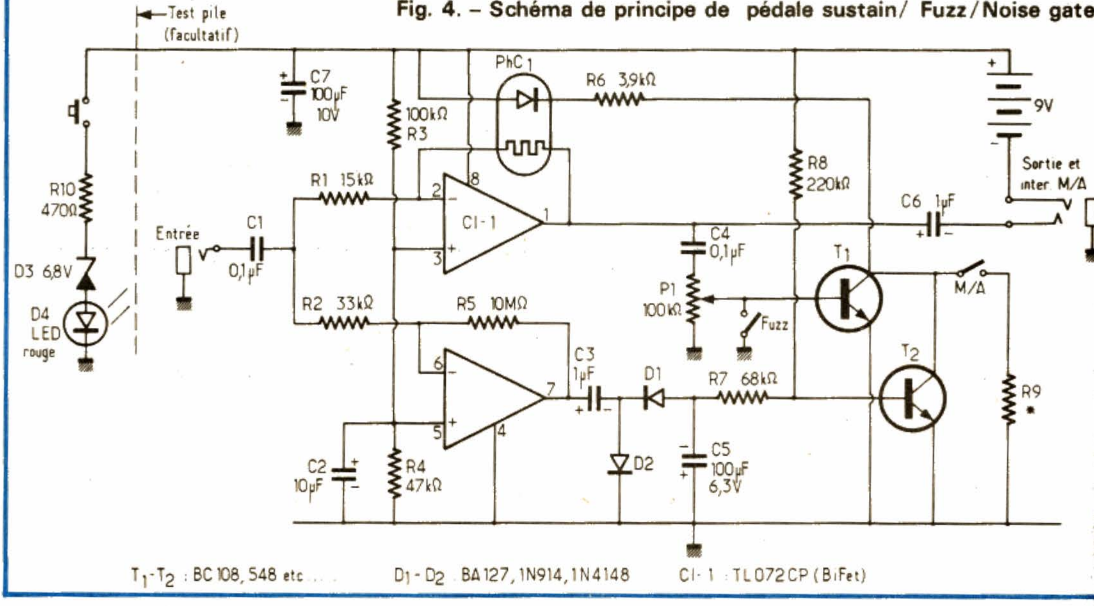


Fig. 3. – Synoptique de la pédale.

Fig. 4. – Schéma de principe de pédale sustain/ Fuzz/Noise gate.



variable en contre-réaction, la variation de résistance permet de faire varier le gain de la chaîne d'amplification. La variation de gain est commandée par trois sources, nous avons une commande de gain fixe qui sera utilisée lorsque les systèmes de limitation et de distorsion ne seront pas employés, la seconde source de commande est un étage amplificateur qui prend le signal de sortie, chaque augmentation de l'amplitude de sortie entraîne une réduction de gain, ce système assure la constance du niveau de sortie, chaque augmentation étant compensée.

La seconde chaîne de commande est une chaîne qui reçoit le signal d'entrée venant de la guitare, la sortie de cet ampli est redressée et commande une variation de gain. Comme ici on prend le niveau de sortie d'un ampli à gain fixe, nous aurons un seuil de fonctionnement du dispositif. Ce que le schéma ne dit pas, c'est qu'en l'absence de signal on commande une réduction du gain tandis que le système exploitant la sortie audio du signal commande la réduction en présence de signal. En modifiant le gain de cette chaîne d'amplification, nous avons une possibilité de réglage de la tension de seuil d'ouverture de la porte de bruit. De même, il est possible d'agir sur l'action du limiteur grâce à un potentiomètre de réglage que nous avons incorporé au montage.

Réalisation

Le schéma de principe complet est représenté sur la figure 4, c'est un montage qui est relativement simple. Le seul point un peu complexe de l'appareil est le photocoupleur que nous avons utilisé ici et dont la diffusion n'est pas très étendue. Signalons tout de suite que ce photocoupleur est un S 77 G E1 1 PF, il utilise une cellule au séléniure de cadmium, et est commandé par une diode électroluminescente. Il est fabriqué par SSC,

30, avenue de la république BP 1, 94800 Villejuif, qui le vend à l'unité. Il peut également être commandé chez les distributeurs SSC.

Au cas où ce composant ne pourrait être obtenu, pour des raisons diverses, on peut en réaliser un soi-même en plaçant une photorésistance face à une diode LED dans une enceinte obscure. Il va de soi que les résultats de l'appareil dépendront de la cellule, mais à un degré réduit, seuls quelques composants seront à adapter.

Le circuit électronique commence, sur la gauche du schéma avec un circuit de test de pile. Ce circuit se compose d'un poussoir, d'une résistance chutrice, d'une diode zener et d'une LED. Lorsque la tension de la pile est supérieure à la tension de zener augmentée de la tension directe de la diode LED, nous avons un éclairement de la diode. Avec une diode LED rouge, la diode s'allume lorsque la tension de la pile est d'environ 8 V.

La mise sous tension du montage se fait grâce à un jack stéréophonique. La figure 5 donne le détail de cet interrupteur. Le signal audio passe par le contact d'extrémité de la fiche. Le pôle négatif de la pile est relié à la lame destinée à l'anneau intermédiaire du jack mâle stéréo. Comme on utilise un jack mono, le circuit se referme par la masse de la prise qui est reliée à la masse du circuit électronique. Cette formule permet de mettre sous tension la pédale au moment où l'on branche la prise de sortie.

Le signal d'entrée arrive sur R_1 et R_2 par l'intermédiaire du condensateur C_1. Le signal arrive sur la borne 2 du circuit intégré, borne d'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Une photorésistance est installée entre la sortie et l'entrée du circuit intégré, elle est illuminée par la diode du photocoupleur. Le signal de sortie de l'amplificateur est dirigé par C_4 sur le potentiomètre P_1. Le transistor T_1 envoie sur la diode du photocoupleur un courant de commande. Le courant a une forme de demi-alternances, nous avons ici un redressement par transistor.

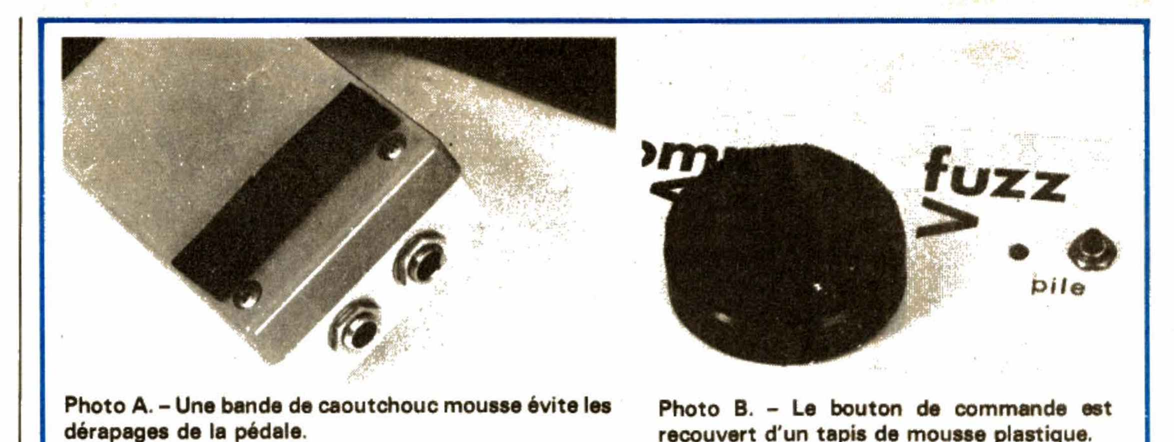


Photo A. – Une bande de caoutchouc mousse évite les dérapages de la pédale.

Photo B. – Le bouton de commande est recouvert d'un tapis de mousse plastique.

En court-circuitant la base du transistor T_1, la diode du photocoupleur s'éteint, la valeur de la photorésistance augmente considérablement et le circuit se comporte comme un amplificateur à gain élevé, il y a alors saturation et distorsion.

Nous avons prévu une position à gain constant du circuit, position qui est obtenue en faisant passer dans la diode LED, un courant sensiblement constant dont la valeur sera déterminée par R_9. Nous ne donnons pas ici de valeur pour cette résistance, elle sera à déterminer en fonction du rendement du photocoupleur utilisé et de la valeur demandée pour le signal.

Lorsque l'interrupteur M/A sera fermé, la résistance sera en circuit, le gain sera constant mais le limiteur pourra toujours entrer en action pour les niveaux très élevés.

Le signal de commande de la porte de bruit est produit à la sortie du second amplificateur opérationnel. La tension passant par C_7, est redressée par D_1 et D_2. Ces deux diodes donnent une tension négative utilisée pour débloquer, le moment venu, la jonction base-émetteur de T_2. Lorsqu'une très basse tension est présente à l'entrée de la pédale, le transistor T_2 est polarisé uniquement par la résistance R_8 qui le sature, la photodiode est éclairée et le gain de l'amplificateur diminue, nous avons alors une sorte de fermeture de la porte avec

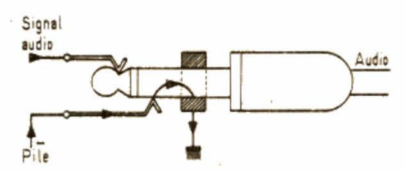


Fig. 5. – Principe de l'interrupteur à embase femelle jack stéréo, le courant passe dans la masse du jack mono mâle.

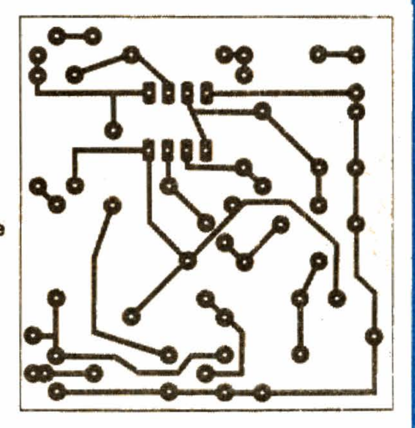


Fig. 7. – Gravure classique.

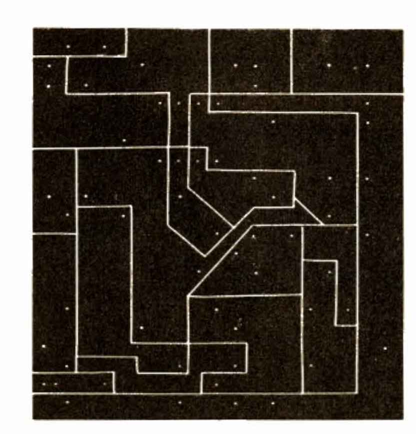


Fig. 6. – Gravure anglaise.

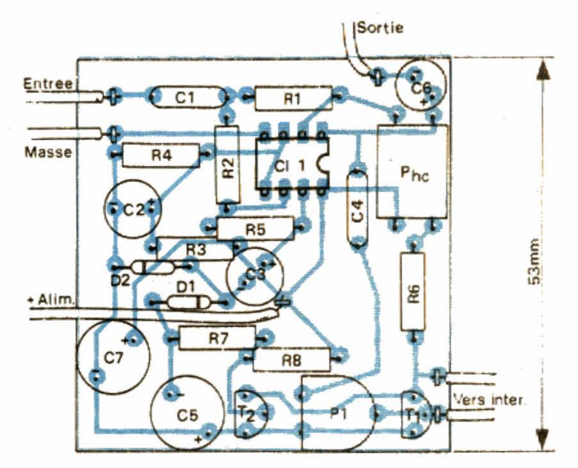


Fig. 8. – Implantation des composants.

réduction importante du bruit de fond. Lorsque le signal d'entrée est assez important, le point commun à R_7 et C_7 reçoit une tension négative. Le condensateur C_5 permet d'adoucir la transition au moment de la fermeture de la porte.

La réalisation a été faite dans un coffret plastique de 119 mm de long, 60 de large et 35 de haut. C'est un coffret standard que l'on trouve chez la plupart des revendeurs de pièces détachées électroniques.

Le circuit imprimé doit faire très exactement 53 mm de large dans l'une de ses dimensions pour venir se coincer dans la partie la plus haute de la boîte, la photo interne donne le montage de cette plaquette.

Le dessin du circuit imprimé est donné figures 5 et 6 suivant que l'on aura choisi un circuit imprimé en gravure chimique ou mécanique, l'implantation des composants est donnée figure 8. On pourra sans doute s'étonner de ne pas retrouver exactement la même implantation que sur les photos, les photos sont en effet faites à partir du prototype, le dessin du circuit a été modifié au cours de la réalisation...

La pédale de commande est faite sur mesure, nous avons utilisé à cet effet deux microrupteurs Honeywell, ces microrupteurs, simples inverseurs, peuvent être remplacés par différents modèles. Ils sont commandés par une came découpée dans une rondelle de plexiglas ou de verre epoxy. En position centrale, les deux commutateurs sont en position repos, chacun étant commandé de part et d'autre de cette position. Une découpe particulière de la came permet de constituer une butée.

Les micro-contacts sont collés sur le fond du boîtier par de l'adhésif double face, adhésif qui collera très bien si toutefois les surfaces ont été correctement nettoyées.

La figure 9 donne le schéma de principe de la commande, l'axe est constitué par un boulon de 5 à tête hexagonale, la pédale elle-même est un centreur 45 tr/mn dans lequel la tête du boulon aura été enfoncée à chaud (on chauffe la tête du boulon avec un fer à souder). Une rondelle évite le frottement du centreur sur le coffret. Le dessus du centreur est recouvert de caoutchouc mousse ou de caoutchouc auto-collant ou collé par un adhésif à moquette, à chacun d'agir en fonction de ses moyens et de ses fonds de tiroir... Un écrou et un contre-écrou limitent le jeu de la commande, la came est vissée par un troisième écrou. Une réalisation à deux interrupteurs pousse-pousse à commande au pied est bien sûr possible. Aucun réglage par potentiomètre n'a ici été prévu.

Les réglages

Le seul réglage qui se fasse par potentiomètre est celui du niveau de limitation, ce réglage est assez subjectif, il se fait à l'oreille. On aura également à établir la valeur de la résistance R_9, cette valeur étant ajustée une fois pour toutes, à vous de choisir la valeur pour que l'amplification soit suffisante.

Il est également possible de jouer sur le seuil de la porte de bruit par l'intermédiaire du gain de l'amplificateur de bruit, en augmentant R_5 on réduira le niveau d'entrée en service de la porte de bruit, en réduisant cette valeur, on remontera le seuil.

Bien entendu, les résultats peuvent différer en fonction du photocoupleur utilisé. Ce composant s'avère extrêmement pratique à utiliser, il fait preuve ici d'une grande efficacité.

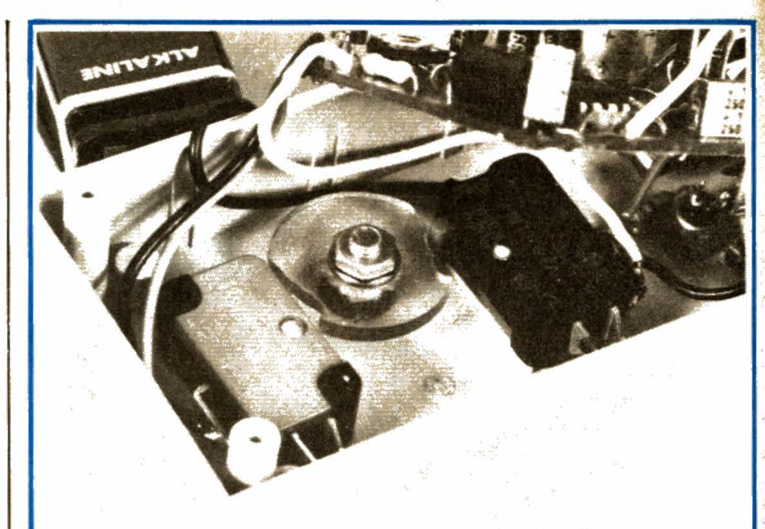


Photo D. – Détail du montage de la came et des deux interrupteurs.

Conclusion

Cette pédale rassemble trois éléments dans un seul boîtier, trois éléments que l'on trouve habituellement séparés dans des pédales du commerce, pourtant, elles sont parfaitement complémentaires. La réalisation n'est pas aussi coûteuse que l'achat d'une seule de ces pédales. Si vous n'êtes pas convaincus, essayez donc..., nous l'avons été !

Dave TELLER

Liste des composants

Pédale

Résistances 1/4 W 5 % :
R_1 : 15 kΩ
R_2 : 33 kΩ
R_3 : 100 kΩ
R_4 : 47 kΩ
R_5 : 10 MΩ
R_6 : 3,9 kΩ
R_7 : 68 kΩ
R_8 : 220 kΩ
R_9 : 4,7 à 22 kΩ, à choisir.
R_{10} : 470 Ω.

C_1, C_4 condensateur MKM 0,1 μF
C_2 condensateur chimique 10 μF 10 V
C_3 condensateur chimique 1 μF 10 V
C_5 condensateur chimique 22 à 100 μF 6 V (suivant temps de réponse de la porte)
C_6 condensateur chimique 1 μF 10 V
C_7 condensateur chimique 100 μF 10 V

D_1, D_2 diode silicium 1N914, BA127, 1N4148
D_3 diode zener 6,8 V facultatif
D_4 diode LED rouge facultatif
T_1, T_2 transistor BC238, 108, 148, etc.
CI_1 circuit intégré TL082, TL072

PhC_1 photocoupleur SSC, voir texte
P_1 potentiomètre 100 kΩ ajustable
2 microswitch, coffret plastique, une embase jack mono, 1/4 pouce, 1 stéréo 1/4 pouce, pile, connecteur de pile 9 V.

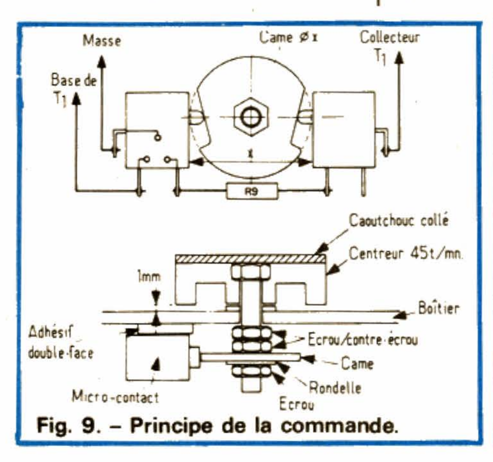


Fig. 9. – Principe de la commande.

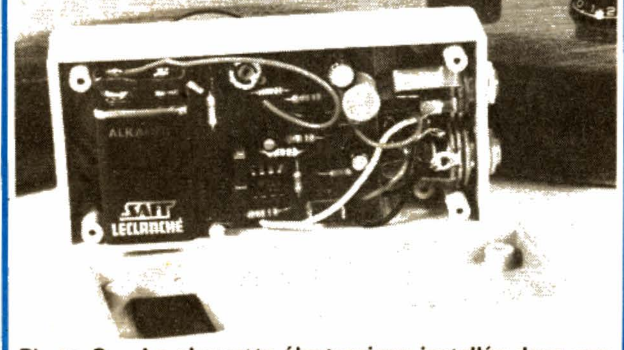
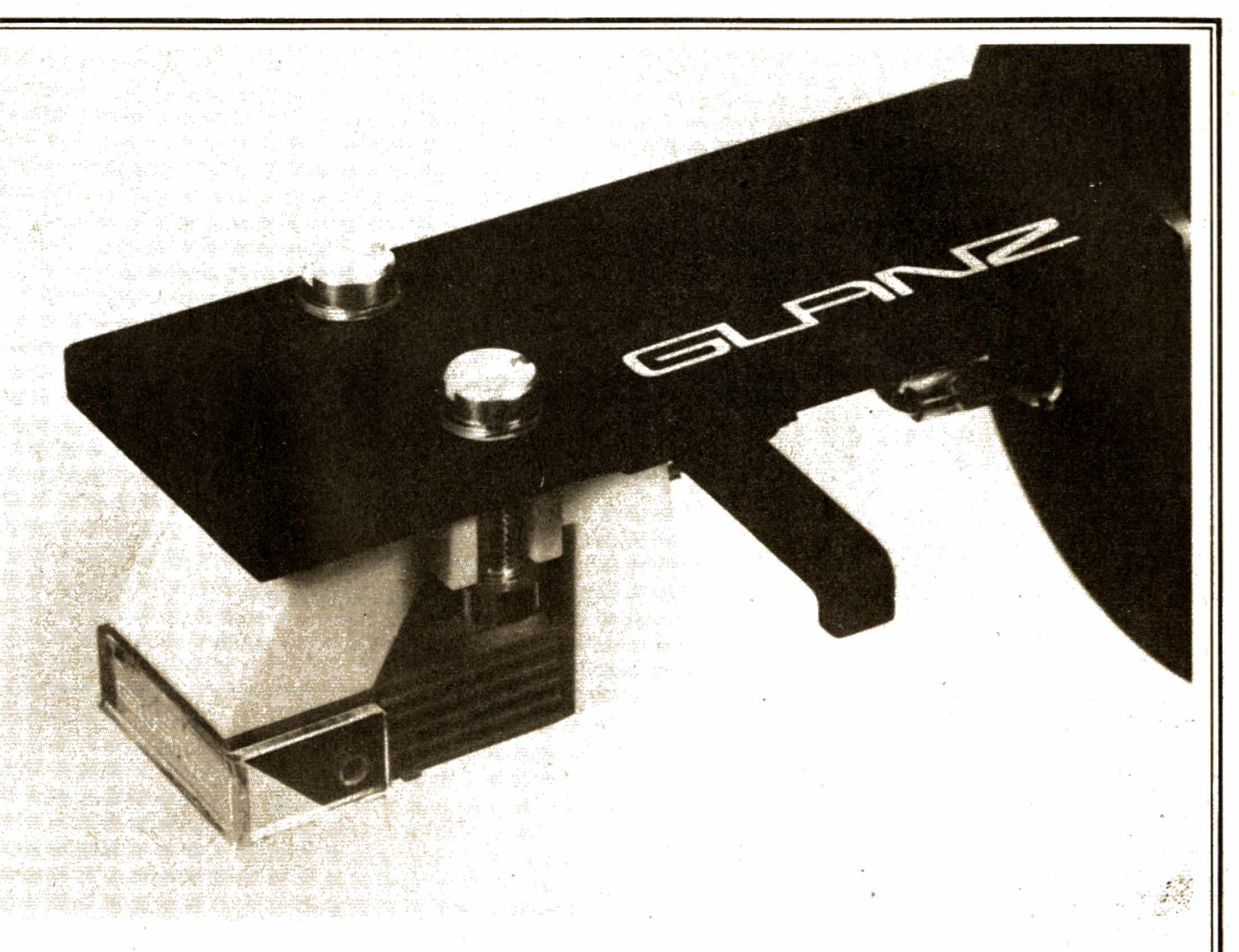


Photo C. – La plaquette électronique installée dans son boîtier, la pile est maintenue par de la mousse plastique.



LA TETE DE LECTURE GLANZ MFG 31 E

GLANZ, une nouvelle marque fait son apparition sur le marché français, cette marque, c'est celle de fabrique d'un fournisseur de cellules OEM réalisant, comme Nakamichi le faisait pour les magnétophones, des composants pour les autres marques. Ce fournisseur de cellules, c'est Mitachi Corporation, une firme qui, cette fois paraît bien Japonaise. Ces cellules, comme nous le verrons utilisent un principe de construction assez inédit, baptisé Moving flux, c'est-à-dire flux mobile.

Cette appellation cache en fait un équipage à aimant mobile, autrement appelé magnétodynamique.

Présentation

Si vous avez eu la curiosité de vous pencher sur une tête de lecture, (en général celle que l'on vous a vendue avec votre tourne-disque, vous saurez que la Glanz MFG31E leur ressemble.

La MFG31E possède un corps blanc, l'équipage mobile étant installé dans une pièce de matière plastique moulée de couleur jaune/vert.

L'originalité de cette gamme de cellules réside dans leur présentation, elles sont en effet livrées montées dans une coquille de magnésium peint de couleur noire. La marque Glanz figurant en lettres blanches.

Un étrier transparent protège la pointe de lecture contre les aggressions mécaniques, cette solution est préférable au capot amovible qui guette la moindre occasion pour aller s'égarer...

Le fait d'avoir une cellule montée sur une coquille permet de changer instantanément de cellule. Les raccordements sont faits, il n'y a pas à se demander où il faut brancher le fil rouge puis le bleu et les deux autres. Une initiative fort intéressante. La coquille est montée sur un support circulaire, permettant de ranger la cellule après usage. Un couvercle transparent assurera une protection supplémentaire. Nous avons ici une nouvelle façon de prendre la cellule en considération, elle devient un maillon de chaîne à part entière.

La technique

Les cellules à aimant mobile utilisent un déplacement d'un aimant pour faire varier un flux au travers d'une bobine. La variation de flux crée dans la bobine une tension, le principe en est très simple, déplacez un aimant devant une bobine aux bornes de laquelle est branché un galvanomètre, vous verrez son aiguille se déplacer chaque fois que l'aimant bougera.

Les cellules magnétodynamiques classiques utilisent le schéma de principe de la figure 1. Lorsque l'aimant est au centre, les lignes de champ se referment sur les pièces polaires, aucun flux ne traverse les bobines. Lorsque la pointe se déplace, les lignes de champ vont passer dans le circuit magnétique, les variations de flux vont créer la tension de sortie de la cellule.

Les cellules Glanz utilisent un principe (breveté bien sûr) de flux mobile. La structure de la cellule est assez proche de celle de la figure 1. Cette fois, il n'y a qu'une bobine. Lorsque l'équipage mobile est au repos, les lignes de champ se referment sur le noyau de la bobine. Lorsque l'équipage mobile est animé, l'aimant pivote autour de son point d'articulation, les mouvements provoquent un déplacement du champ magnétique ; ce déplacement crée des variations de flux dans le bobinage, variations donnant naissance à une tension aux bornes de la bobine.

Comme la cellule est stéréophonique, nous avons deux bobines identiques.

Nous nous sommes amusés à décortiquer une de ces cellules pour en découvrir l'anatomie. Les bobines sont recouvertes d'un film métallique d'aluminium servant de blindage électrostatique.

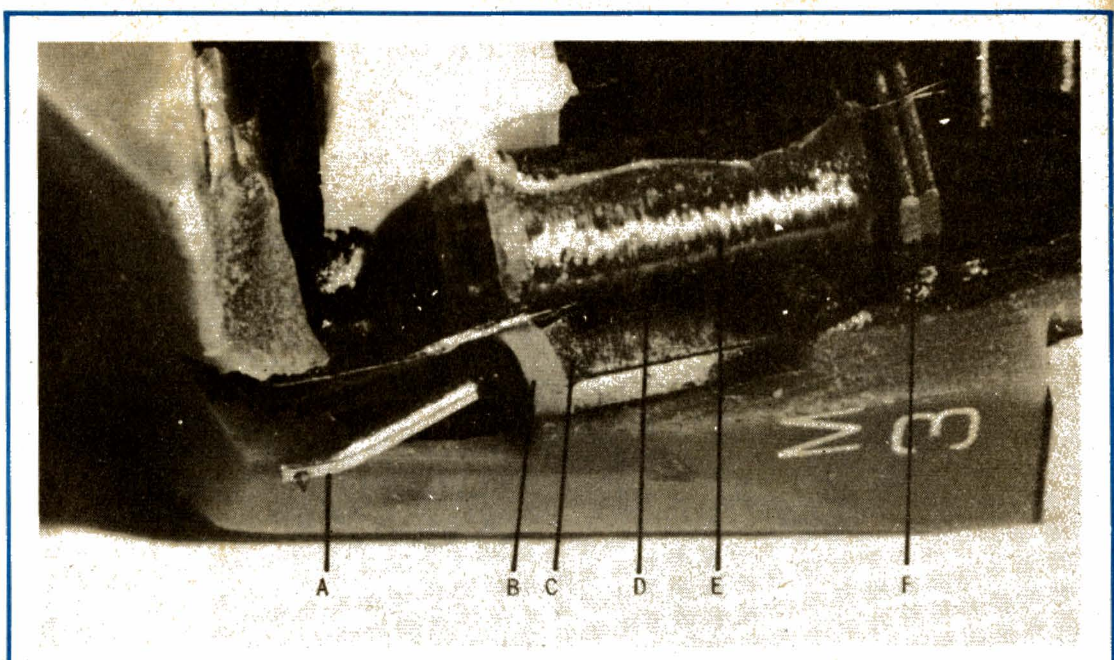


Photo A. – Nous pénétrons cette fois au cœur de la cellule, en A, le levier porte pointe est solidaire de l'aimant C. Il est supporté par un coussinet visco élastique B. Il est retenu par un fil D qui assure la stabilité longitudinale. Le circuit magnétique traverse la bobine E et se referme par la plaque de champ F à l'arrière du blindage.

L'aimant est monté au bout d'un levier supportant l'aimant. Une bague de matériaux viscoélastique assure la suspension de l'équipage mobile. Un fil de retenue empêche les mouvements d'avant en arrière.

La photo montre à l'arrière de la bobine une double plaque métallique réunissant les deux noyaux des bobines. Une partie du flux de l'aimant est, selon toute vraisemblance, canalisée par le blindage de la cellule qui complète le circuit magnétique. On voit sur les photos que les bobines sont de très petite taille. Le nombre de spires relativement faible permet de réduire l'inductance de la cellule. Pour rendre la cellule encore plus insensible à la charge, une résistance de 39 kΩ est montée en parallèle sur le bobinage, ce sont d'ailleurs les fils de la résistance qui servent à assurer la liaison entre la bobine et les broches de sortie. Ces documents photographiques permettent également de se rendre compte des très faibles dimensions des éléments électriques de la cellule. Sur les cellules classiques, les bobines occupent pratiquement tout le volume représenté en noir et situé au-dessus des bobines. Ici, la zone noire est constituée uniquement de matière plastique.

La cellule représentée ici est la MFG31E, la gamme com-

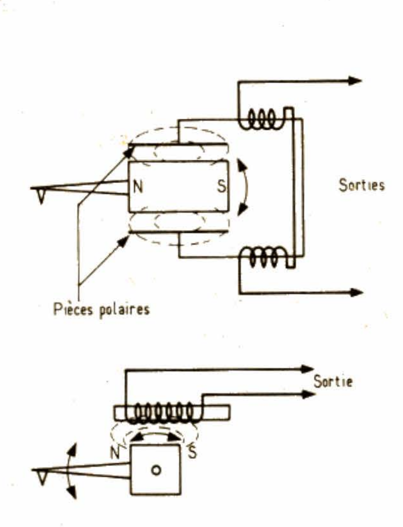
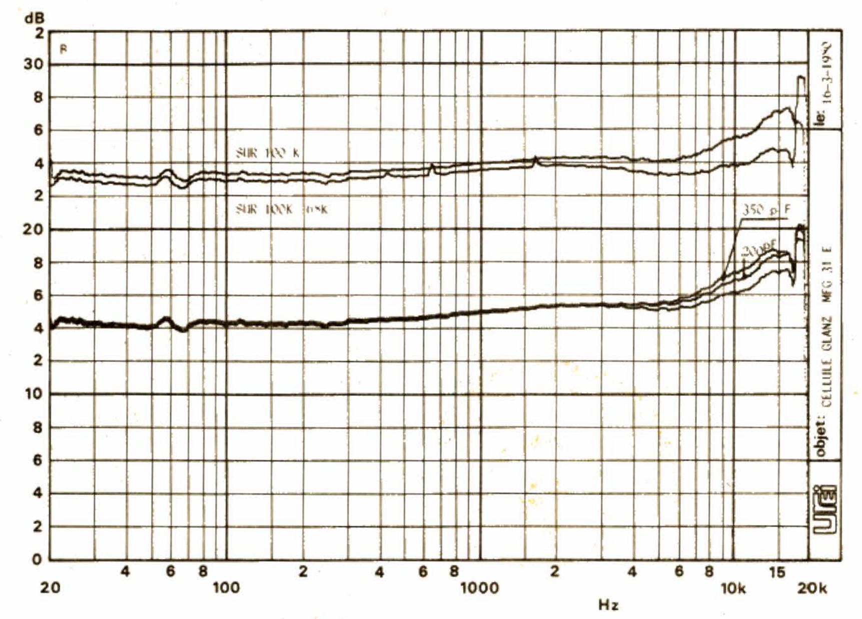


Fig. 1. – Principe des circuits magnétiques des cellules conventionnelles (en haut) et Glanz (en bas).



Courbe de réponse montrant l'influence d'une variation de charge sur la courbe de réponse du phonocapteur Glanz MFG31E.

porte davantage de cellules, celles de haut de gamme sont présentées suivant la mode actuelle, c'est-à-dire directement sur un embout dans lequel elles sont intégrées. Ces cellules utilisent un équipage mobile avec une suspension différente, au lieu d'avoir une articulation sur bague de caoutchouc, nous avons un pivot en centre de l'aimant, ce pivot permet d'avoir une rotation parfaite de l'aimant alors que, pour la MFG31E, le point d'articulation est défini avec moins de précision, ce qui n'empêche d'ailleurs pas la cellule de se comporter tout à fait normalement.

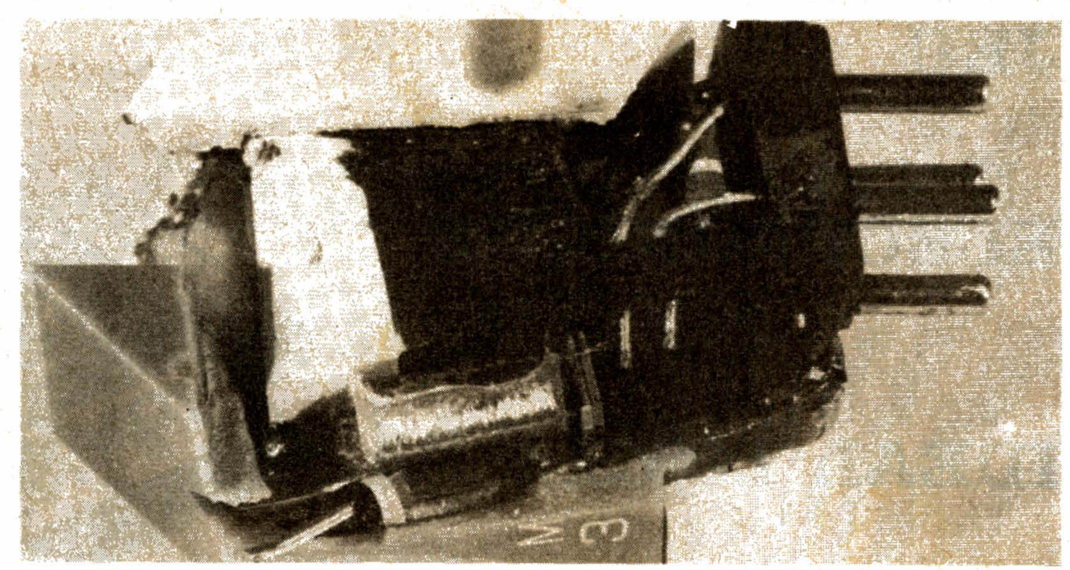


Photo B. – En exclusivité, la vue interne de la cellule Glanz ; on reconnaîtra ici la pointe de diamant, le levier porteur de la susdite pointe, les deux bobinages placés très près de cet équipage mobile et, entre les bornes de la cellule, des résistances d'amortissement des résonances hautes.

Mesures

Le niveau de sortie, à 1 kHz pour le niveau de modulation 0 dB est de 9 mV, tension particulièrement élevée pour une cellule de ce type.

Le facteur de lisibilité de cette cellule est tel que nous pouvons lire un disque gravé à 80 μm et 400 Hz avec une force d'appui réduite à 0,65 g (essais pratiqués avec bras Lustre GST-1).

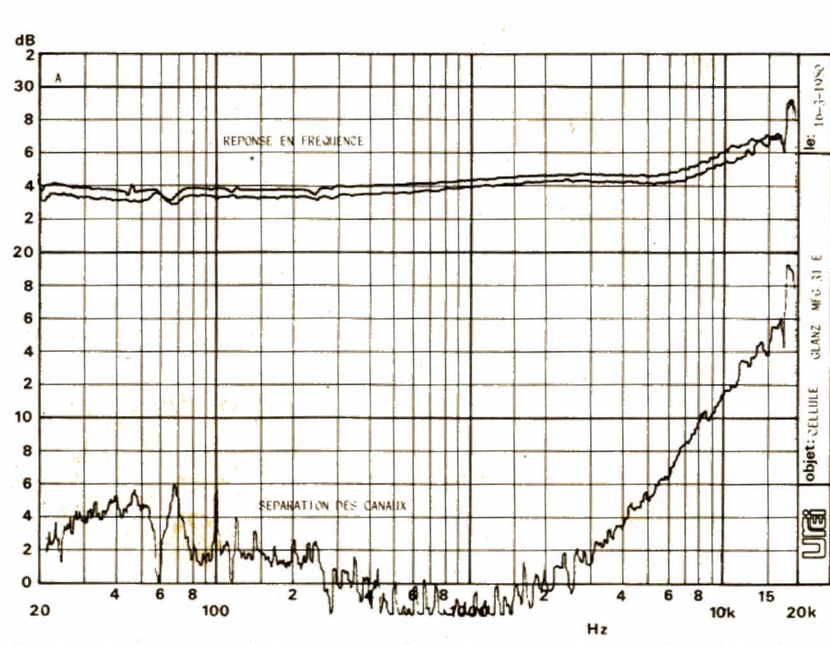
La courbe de réponse est donnée graphiquement, on constate que la diaphonie est excellente.

Le dernier réseau de courbes, courbes B est celui correspondant à une modification de la charge. La charge initiale est de 100 kΩ en parallèle sur la capacité du câble du bras et sur celle d'entrée du préampli (50 pF).

Le câble du bras est du type à faible capacité.

Nous avons tout d'abord l'influence d'une résistance de charge de 100 kΩ, c'est-à-dire sans résistance d'appoint. La courbe sur charge a été relevée en mettant une résistance de 68 kΩ en parallèle sur une résistance de 100 kΩ.

Les courbes du dessous sont celles relevées avec plusieurs capacités en parallèle sur la cellule, au-dessus d'une certaine charge capacitive, la courbe de réponse ne change plus beaucoup. La meilleure courbe de réponse sera obtenue en chargeant la cellule sur une résistance plus faible que celle d'entrée de la plupart des préamplificateurs phono (47 kΩ).



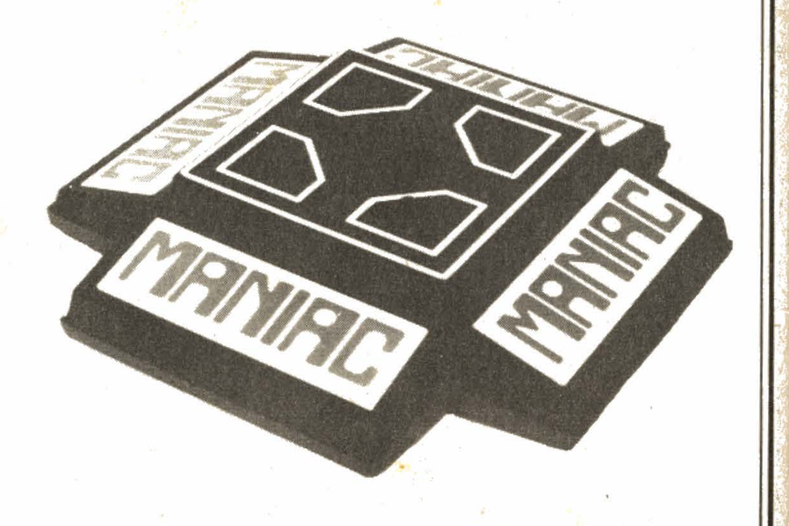
Courbe de réponse en fréquence et séparation des canaux de la cellule Glanz MFG31E.

Conclusions

De nouvelles cellules entre en compétition avec celles « d'origines » implantées au bout des bras des tables de lecture. La formule de la cellule installée sur la coquille, sans pour autant y être rattachée à vie, renouvelle les présentations habituelles. Les porte-cellules sont pratiquement normalisés (sauf chez les Européens et sur les tables de lecture à bras tangentiel), on pourra très facilement passer d'une cellule à une autre pourvu que les poids des ensembles coquille plus cellule soit le même. Sinon, on devra à nouveau se pencher sur le problème des réglages de force d'appui et d'antiskating. Le principe du flux mobile s'apparente à celui de la cellule à aimant mobile traditionnel. Dans les deux cas, nous avons un flux variable. Ici, la réalisation permet de miniaturiser la partie électrique et de réduire l'importance du bobinage. Une réalisation intéressante et des résultats tout à fait probant, nous avons noté une sensibilité particulièrement élevée, si votre préampli phono a tendance à souffler, offrez-lui donc une MFG31 ! et, s'il ne souffle pas, il l'acceptera quand même...

Etienne LEMERY

JEU
•
ELECTRONIQUE
IDEAL TOYS
•
« MANIAC »



LE jeu électronique n'est pas seulement vidéo. Témoin, ce Maniac, un jeu qui avait été présenté lors du dernier Salon du Jouet de Paris par Idéal Toys. Il s'agit d'un jeu de patience, de réflexes, d'observation, d'attention, jouable de une à quatre personnes, un jeu pour la plage, pour l'intérieur, pour les jours de pluie ou de soleil. Particularité intéressante, il ne demande pas de téléviseur, les jeux proposés faisant appel à un système sonore associé à un affichage visuel.

Présentation

La photo montre bien la forme de l'appareil, au centre se trouve un double afficheur à sept segments caché par un plastique rouge transparent. Tout autour de l'appareil, quatre grosses touches blanches sérigraphiées donnent accès à la machine. Un interrupteur sert à la mise en service.

Alimentation

Le Maniac serait-il gourmand ? Sans doute car il s'alimente à partir de quatre piles de 1,5 V de taille intermédiaire, des piles K14. La consommation sans signal visuel est de 25 mA environ tandis qu'un appel de courant est constaté à l'allumage, il peut atteindre 140 mA. Nous avons donc une consommation moyenne d'une cinquantaine de milliampères, consommation tout à fait approximative. Comme on peut compter sur une capacité de pile de 2 Ah en usage intermittent, nous avons une autonomie probable (elle peut varier dans un rapport de 1 à 5) de 50 heures environ ? Nous n'avons pas fait de test de longue durée.

Les jeux

Quatre jeux sont proposés ici, les quatre jeux se composent chacun de 3 sets. Le premier jeu est un jeu de réflexe, la machine joue un air programmé puis s'arrête au bout d'un temps aléatoire, le joueur doit appuyer le plus vite possible après l'arrêt de la « mélodie ». Le jeu est répété trois fois, on peut avoir 2, 1 ou 0 points suivant le temps de réponse.

Le score est annoncé à chaque set. Le chiffre s'affiche, accompagné par un son aigu si il y a 2 points, grave pour 1 point et hululé si aucun point n'a été marqué.

Le second jeu est très difficile, la machine joue un air très rapidement, le joueur doit reconnaître le nombre de notes. Pour trois notes, ça va, pour quatre également mais au-dessus, les erreurs sont fréquentes !

Le troisième jeu est un jeu d'observation, l'afficheur donne une figure aléatoire sur les deux afficheurs à sept segments. Trois figures différentes sont présentées, si la figure est reconnue, on doit appuyer sur la touche, le plus vite possible, en cas d'absence de la figure, on enfonce la touche à l'extinction des figures.

Le dernier jeu consiste à compter une durée mentalement. La machine siffle pendant un temps aléatoire, puis elle s'arrête. Un bip retentit, le joueur doit appuyer sur sa touche au bout d'un temps de silence égal au temps du sifflement. Dur !

Le premier qui a atteint 25 points a gagné, en cas d'exaequos, le jeu continue jusqu'à ce qu'il y ait un vainqueur.

Réalisation

Le système est réalisé autour d'un circuit intégré à grande échelle conçu uniquement dans ce but. Un nombre peu important de composants figure autour de ce circuit, nous trouvons les afficheurs, leurs résistances série, un résonnateur piézo-céramique, et un potentiomètre, quelques condensateurs complètent le tout. Les contacts sont assurés par des lames de ressort. Le tout est fixé par quatre vis à profonds filets. La soudure est de grande série et par conséquent faite à la vague. Sur le plan maintenance, la seule solution est le remplacement pur et simple de la platine électronique.

La qualité de la matière plastique est suffisante pour supporter les effets de l'énervement des joueurs, impossible de fausser les contacts, des butées de matière plastique limitent la course des touches.

Conclusions

L'électronique et l'intégration à grande échelle mènent à tout, les jouets de ce type sont de plus en plus nombreux. Leur seul inconvénient reste encore leur prix qui se situe à un niveau élevé, malgré une fabrication à très grande échelle. Lorsque ces jeux seront plus développés, et que la concurrence sera plus importante, nous assisterons sans doute à une dégringolade des prix !

LES MAGNETOSCOPES AUJOURD'HUI ET DEMAIN

(Suite et fin)

Le doublage des inscriptions sur une bande de 1/2 pouce

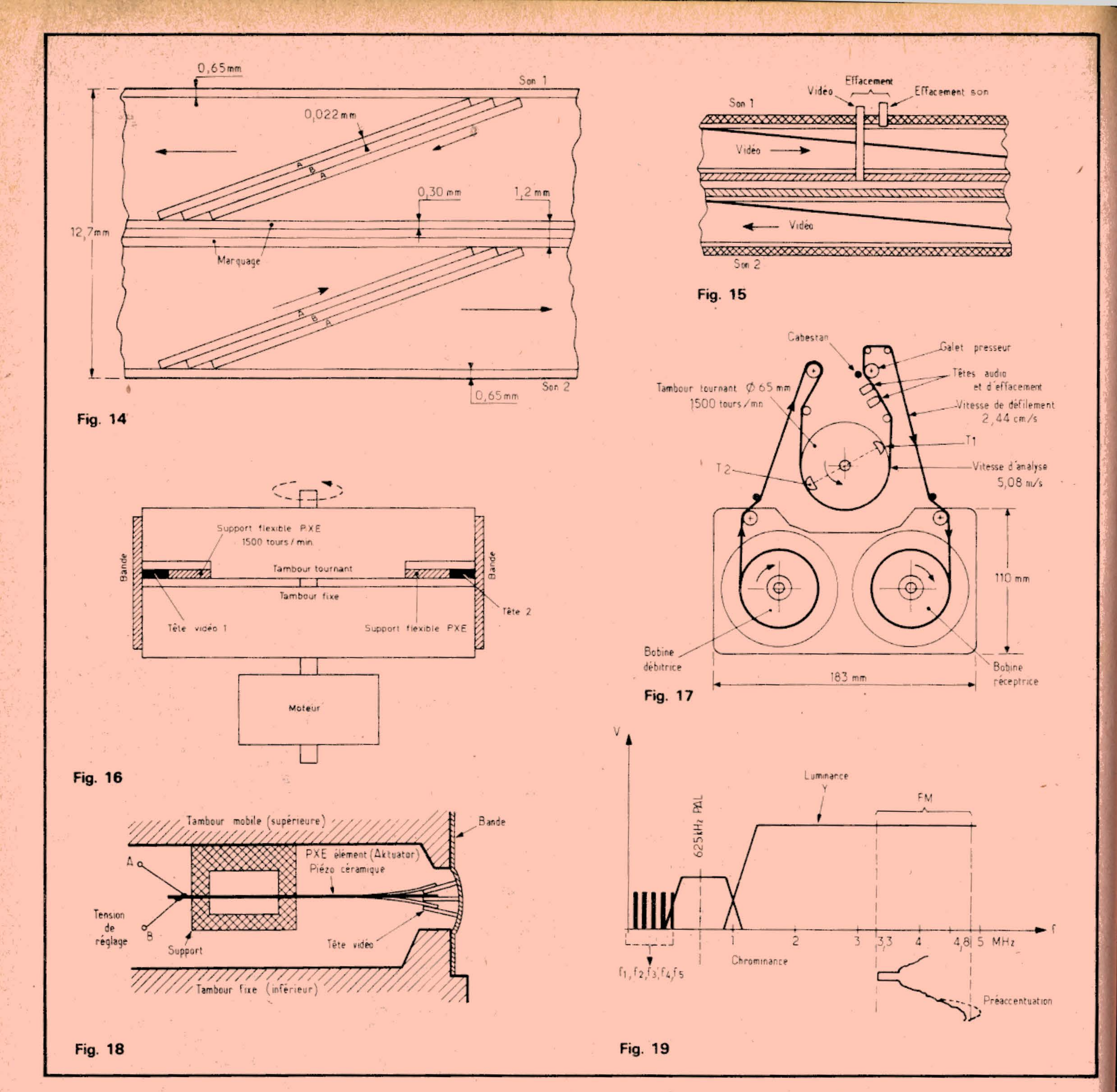
On peut doubler le nombre de pistes sur une bande de 1/2 pouce en effectuant deux enregistrements sur la bande où chacun n'occupe que la moitié de la bande. Il suffit de retourner la vidéocassette dès la fin du premier enregistrement pour faire suivre celui-ci par un second enregistrement où la bande défile dans le sens inverse du premier (fig. 14). Chaque enregistrement n'occupe dans ces conditions que la largeur de 1/4 de pouce.

Ce nouveau procédé est employé dans le magnétoscope Philips « Vidéo 2000 » dont la durée d'enregistrement se trouve ainsi portée à 2 × 2 heures.

Pour que ce système puisse reproduire une résolution de 300 points par ligne avec des pistes de 312,5 lignes dont la largeur n'est que de 0,022 mm et la surface totale d'une piste que 3,3 mm², il s'avère nécessaire de procéder à un guidage automatique des têtes dans le milieu des pistes avec une synchronisation parfaite du défilement de la bande (fig. 15) et de la rotation du tambour (fig. 16) autour duquel glisse la bande à la vitesse de 2,44 cm/s pendant que les têtes tournent à 25 tr/s dans le même sens avec une vitesse d'analyse de 5,08 m/s (fig. 17). Cette précision a exigé la réalisation d'un nouveau procédé de guidage des têtes et d'un nouveau système de synchronisation qui portent le nom « Vidéo 2000 ».

Le guidage des têtes vidéo sur les pistes miniatures d'une bande 2 × 1/4 pouce

Les têtes « Vidéo 2000 » ont un entrefer de 0,6 μm incliné à ± 15°. La vitesse tête/bande étant de 5,08 m/s, la fréquence maximale des têtes est de l'ordre de 4,8 MHz et la déviation de fréquence du signal d'enregistrement de la luminance 1,5 MHz. Pour que les têtes puissent balayer les pistes miniatures dans leur axe longitudinal (fig. 14), il faut que leur guidage soit assuré avec une grande précision à l'aide d'une fixation flexible qui rectifie automatiquement la position de chaque tête lorsque celle-ci dérive dans sa trajectoire. Cette fixation flexible se compose d'une lame en céramique piézo-électrique qui se déforme dans le sens de la hauteur de la bande sous l'action d'une tension continue provenant d'un signal de dérive (fig. 18). La tête vidéo est fixée au bout de la lame et celle-ci est maintenue par un support fixé sur le tambour supérieur tournant. Le tambour inférieur est immobile et la bande magnétique défile devant les



deux parties du tambour (fig. 16). La déformation de l'élément en céramique déplace la tête verticalement par rapport à la bande lorsque la tête ne suit pas exactement l'axe de la piste. Ce procédé de pilotage automatique des têtes sur les pistes de 0,022 mm de largeur permet d'enregistrer et de reproduire les images en couleurs avec une définition de 300 points maximum. Le guidage des têtes et la synchronisation du cabestan exigent l'enregistrement de cinq fréquences « pilotes » dont quatre sont destinées au guidage des têtes et une à la synchronisation. Il faut ajouter à ces cinq fréquences une sixième réservée au signal de luminance et une septième réservée au signal de chrominance. Grâce au système inédit du « Vidéo 2000 », ces sept signaux sont enregistrés sur les pistes obliques à l'aide des deux têtes et non sur des pistes spéciales longitudinales.

L'enregistrement simultané de plusieurs signaux sur chaque piste

Dans le système « Vidéo 2000 » les signaux d'inscription sont les suivants :

1° Signal de luminance modulé en fréquence avec 3,3 MHz pour la synchro et 4,8 MHz pour la crête du blanc et 5 MHz avec la préaccentuation (fig. 19).

2° Signal de chrominance. Sous-porteuse PAL : 625 kHz.

3° Signaux « pilotes » destinés au guidage des têtes : f_1 = 102 kHz, f_2 = 117 kHz, f_3 = 149 kHz et f_4 = 164 kHz.

Salve de synchronisation (burst) f_5 = 222,955 kHz.

L'enregistrement des signaux « pilotes »

Pendant que la tête 1 (T_1) enregistre les signaux de luminance et de chrominance, la même tête enregistre simultanément et sur la même piste P_1 le signal pilote f_1 (fig. 20). Pendant que la tête 2 (T_2) enregistre sur la piste P_2 la luminance et la chrominance, elle enregistre simultanément f_2. Après P_2 c'est la piste P_3 qui est enregistrée par T_1 en luminance et chrominance et simultanément par f_4 « pilote ». L'enregistrement de la piste suivante P_4 est effectué par T_2 qui inscrit la luminance, la chrominance et simultanément la fréquence « pilote » f_3.

Le cycle des enregistrements recommence avec la piste P_5 où l'on retrouve f_1. Le cycle des fréquences « pilotes » est donc imposé avec f_1, f_2, f_4 et f_3.

Le rôle des signaux « pilotes » pendant la reproduction des enregistrements

Supposons que le trajet de la tête T_1 sur la piste P_5 s'effectue vers le bord inférieur de cette piste. Pendant la lecture, la tête T_1 enregistre dans ces conditions les signaux f_1 et f_3. En appliquant ces deux signaux à l'entrée d'un convertisseur de fréquence, celui-ci délivrera après conversion un signal dont la fréquence sera $f_3 - f_1 = 47$ kHz. Le redressement de ce signal produira une tension continue qui sera employée comme tension de réglage destinée à l'élément céramique (PXE) qui maintient la tête T_1 (fig. 18). L'action de cette tension se manifestera par un mouvement de l'extrémité de la lame piézo et de la tête T_1 vidéo dont la direction dépend de la polarité de la tension. On choisira donc la polarité qui remonte la tête vers l'axe central de la piste P_5 (fig. 20).

Si la tête « dérive » vers le haut, les signaux lus par la tête sont f_1 et f_2 d'où l'apparition d'une fréquence $f_2 - f_1 = 15$ kHz. Le redressement de ce signal produira une tension de réglage de polarité inverse qui ramènera la tête T_1 vers l'axe central de la piste P_5.

La piste suivante P_6 est balayée par la tête T_2. Si celle-ci dérive vers le bas elle reproduira pendant la lecture les signaux f_2 et f_1 d'où la génération d'une fréquence intermédiaire $f_2 - f_1 = 15$ kHz dont le redressement se traduira par une tension continue destinée au réglage de la tête T_2 mais avec une polarité inverse à celle du 15 kHz de T_1 afin que la tête T_2 puisse rejoindre le trajet situé dans l'axe de la piste P_6 (fig. 20).

Dans le cas où les deux têtes dérivent dans le même sens, la rectification des trajets ne s'effectue pas par les têtes, mais c'est la bande défilant sur le tambour qui change de position à l'aide d'un guide.

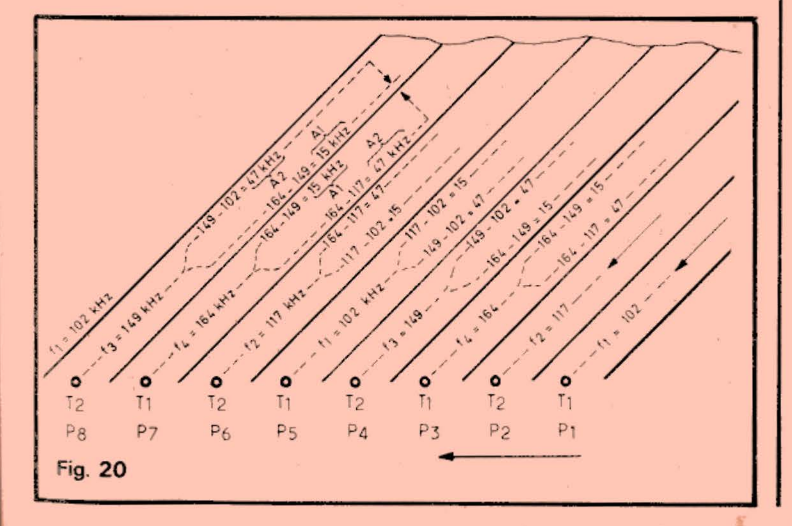


Fig. 20

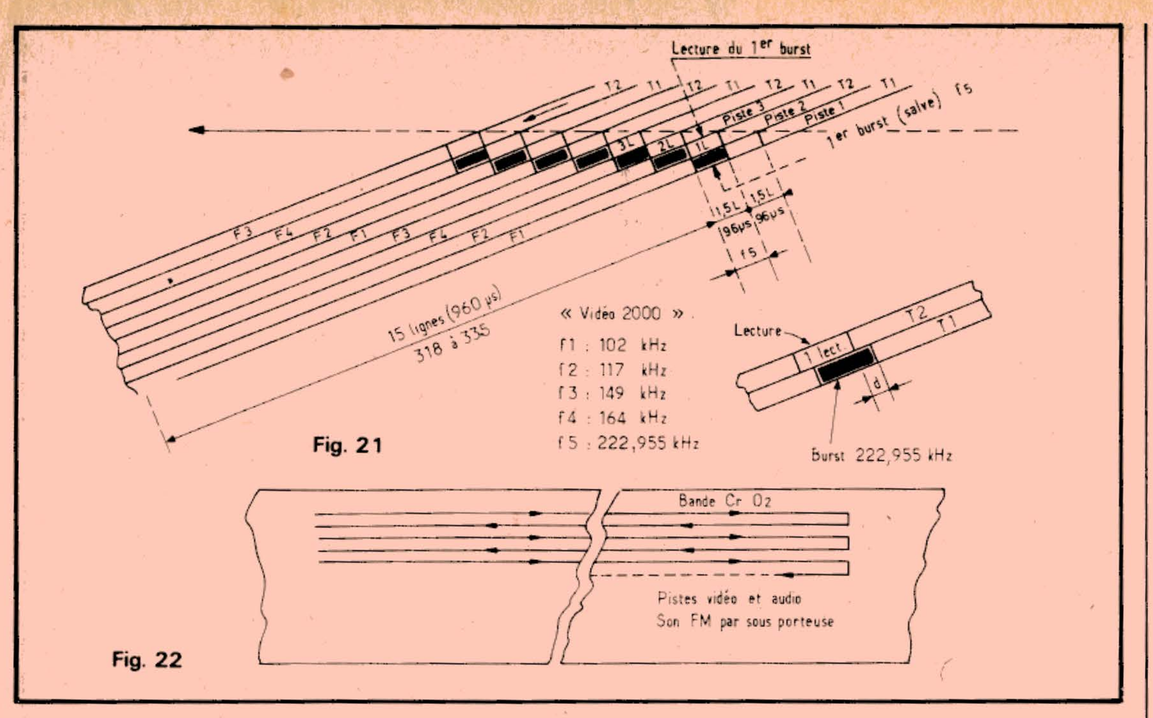


Fig. 21

Fig. 22

Le rôle de la salve de synchronisation (« Burst »)

Le guidage automatique des têtes vidéo pendant leur trajet n'est valable que dans le cas où chaque tête se retrouve au début de chaque piste dans une position stable où la céramique n'est pas déviée. Pour obtenir cette remise à zéro il faut faire intervenir un réglage dynamique au début de chaque piste qui assure la mise en position des têtes suivant un ordre donné. Celui-ci est transmis à l'aide d'une salve de 96 μs (1,5 lignes) dont la fréquence (f_5) est de 222,955 kHz.

L'inscription de cette salve a lieu au début de chaque piste pendant la suppression vidéo (fig. 21). Elle est représentée dans la figure 21 par les rectangles noirs. La première salve que l'on remarque dans la figure est enregistrée sur la piste « 1 » par la tête T_1. Dès que la tête T_2 balaie la piste « 2 », elle est commutée en position de lecture (1L) pendant une ligne et demie où elle reproduit la première salve. Après avoir lu la première salve, la tête T_2 est commutée en position d'enregistrement et c'est l'inscription de la deuxième salve sur la piste « 2 » pendant une ligne et demie qui remplace la lecture de la première salve. Les mêmes commutations ont lieu pendant la piste « 3 » où la tête T_1 lit la salve (2L) qui a été enregistrée sur la piste «2 » avant qu'elle procède à l'enregistrement d'une nouvelle salve sur la piste «3 » et ainsi de suite.

La mesure des tensions lues par la tête T_1 et par la tête T_2 permet de créer la tension destinée à l'équilibre dynamique des positions de la céramique au début de chaque piste.

La présence des salves enregistrées présente un intérêt double étant donné que la lecture de la première salve permet de synchroniser la vitesse du cabestan. Il suffit de mesurer l'amplitude et la phase de la tension pendant la lecture de la première salve en vue de faire naître un signal d'erreur (fig. 21, angle α) qui agit sur la vitesse du moteur entraînant le cabestan.

Ce procédé est employé dans le système « Vidéo 2000 » où la piste de synchronisation longitudinale n'existe pas.

Fig. 23 schéma de branchement

Les magnétoscopes portatifs

Parmi les magnétoscopes destinés au grand public, les appareils au standard VHS (système vidéo hélicoïdal) sont les moins encombrants mais ils ne sont pas assez légers (14 kg) pour être utilisés comme magnétoscope portatif. Pour alléger l'appareil d'origine, l'opération a consisté à lui retirer la partie haute fréquence (Tuner UHF) et l'alimentation secteur afin de le rendre autonome à l'aide d'une batterie incorporée qui lui permet de fonctionner sans fil à la patte. Le « tuner » et l'alimentation secteur peuvent être utilisés lorsque l'appareil doit remplir les fonctions d'un magnétoscope de salon. Cet allégement a permis de réduire le poids à 9,3 kg tout compris en ce qui concerne le magnétoscope HR4100S de JVC NIVICO.

Ainsi réduit, l'appareil permet d'enregistrer les signaux image et son à partir d'une caméra ou d'un téléviseur équipé d'une prise « sortie vidéo ». Il permet de lire les cassettes enregistrées en le reliant à la prise UHF du téléviseur, ou directement, à l'entrée vidéo de celui-ci lorsqu'elle existe.

Il n'est pas possible, comme avec le modèle de salon, d'enregistrer le programme d'une chaîne tout en regardant celui d'une autre, sauf si on installe le « tuner » séparé.

Le clavier comporte de nombreuses touches : pause, doublage du son, enregistrement image et son, retour en arrière rapide, stop, lecture, avance rapide et eject.

Comme tous les magnétoscopes actuels, l'appareil comporte un réglage de « Tracking » qui permet de positionner le tambour de têtes par rapport aux impulsions de synchronisation de la bande (voir fig. 9). Ce réglage est parfois nécessaire lorsque la bande que l'on veut lire a été enregistrée sur un autre magnétoscope ; on observe alors un décrochement de la synchronisation que l'on rattrape généralement en manœuvrant ce bouton « Tracking ». Lorsque l'appareil est utilisé avec une caméra, un câble unique transporte tous les signaux ainsi que le courant continu vers la caméra.

Fig. 24

Certaines caméras possèdent un microphone incorporé ; dans le cas contraire, un microphone doit être raccordé sur l'entrée « Micro » du magnétoscope. Dans le cas d'une utilisation avec un téléviseur qui n'est pas équipé d'une prise de sortie vidéo, il faut disposer d'un « Tuner » séparé pour pouvoir enregistrer les émissions des trois chaînes de télévision.

Le schéma de branchement concernant toutes les possibilités d'emploi du HR4100S est décrit dans la figure 23 où l'on trouve la présence d'une caméra couleur, d'un microphone, d'un tourne-disque, d'un tuner, d'un magnétophone, amplificateur, moniteur TV, d'une télécommande et d'une alimentation secteur et chargeur de batteries.

La même figure montre l'arrière de l'appareil avec les nombreuses prises et capteurs de signaux.

La vitesse de défilement de la bande est ici de 23,39 mm/s et la vitesse relative tête/bande de 4,84 m/s. La résolution horizontale est de 240 lignes sur une image en couleur et de 290 lignes sur une image en noir et blanc. La bande passante audio est de 70 Hz à 8 000 Hz.

Sortie vidéo : 1 V c/c 75 Ω
Entrée vidéo : 0,5/2 V c/c 75 Ω
Sortie audio : 0 dB/1 kΩ
Entrée audio : Micro 67 dB/10 kΩ
Sur ligne 50 kΩ - 20 dB.

L'enregistrement longitudinal

L'enregistrement des pistes s'effectue dans le sens longitudinal par défilement de la bande devant une tête qui ne se déplace pas pendant le balayage de chaque piste de gauche à droite et de droite à gauche mais qui saute d'une piste à l'autre après avoir enregistré chaque piste (fig. 22).

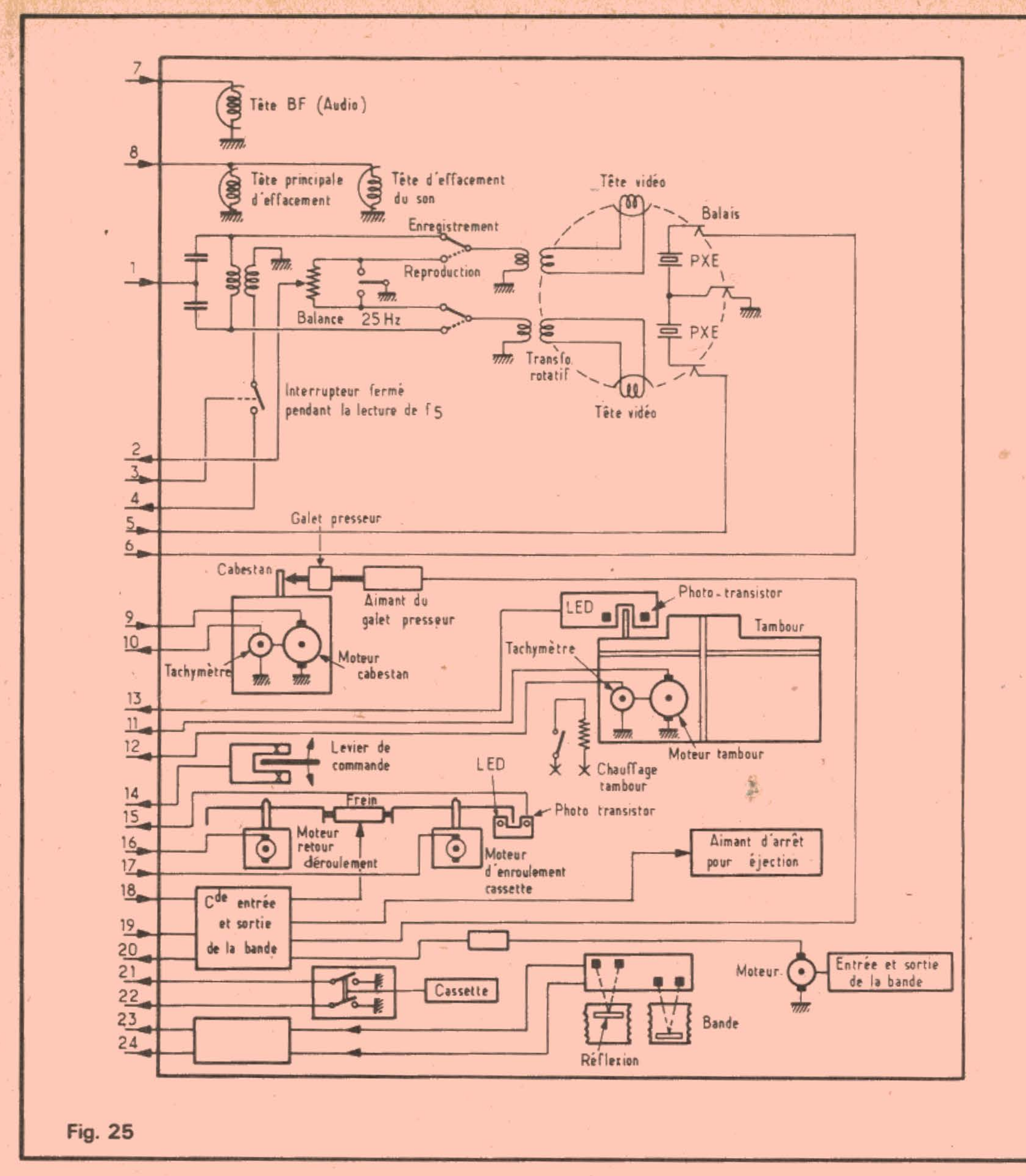


Fig. 25

Ce procédé a été employé pour la première fois par le laboratoire de l'acteur Bing Crosby en 1948 où le signal vidéo fut enregistré par modulation en amplitude avec une vitesse de la bande magnétique de 11,25 m/s !

Ce système a été perfectionné sans cesse par de nombreuses firmes dont BASF est incontestablement la plus avancée dans ce domaine.

Pendant que la bande se déplace devant la tête celle-ci inscrit le signal de luminance, le signal de chrominance, une ou deux sous-porteuses et la synchronisation. Tous ces signaux sont modulés en fréquence d'où l'absence de prémagnétisation. Les sous-porteuses modulées en fréquence par les signaux audio facilitent la reproduction d'un son à haute fidélité. Le schéma synoptique du procédé BASF ainsi que ses principales caractéristiques sont donnés dans la figure 24. La vitesse de défilement de la bande est de 4 m/s. Le nombre de pistes parallèles est de 72 et la durée de chaque trajet aller ou retour, 150 secondes. Avec 600 mètres de bande par cassette la durée des enregistrements est de 180 minutes et la durée du rebobinage de 40 secondes. Le temps de déplacement de la tête entre la fin d'une piste et le commencement de l'autre est de 100 ms. Ce temps correspond à 5 trames de 1/50 de seconde. On peut supprimer cette interruption de l'image à la reproduction à l'aide d'une mémoire qui emmagasine la dernière trame.

Dès la mise en place de la cassette la tête se trouve placée sur le commencement de la 1re piste. Dès la fin de la cassette la bande est rebobinée en 40 secondes à la vitesse de 8 m/s avant son extraction. L'emploi d'une seule tête au lieu des deux des magnétoscopes actuels, l'absence de la piste de synchronisation et des pistes audio réduit considérablement les dimensions du magnétoscope à enregistrement longitudinal et simplifie également les travaux réservés à la maintenance de l'après-vente.

L'emploi d'une mémoire (CCD) est prévue pour l'obtention d'images fixes et pour faire du ralenti.

L'emploi d'une seconde tête permet de faire des enregistrements audio après les enregistrements vidéo.

On envisage également l'utilisation d'une tête spéciale en vue de faire des copies en 150 secondes.

Les inconvénients de l'enregistrement longitudinal sont :

1° La durée réduite de la tête. Une tête s'use deux fois plus vite que deux têtes d'où une durée de l'ordre de 250 heures au lieu de 500 heures environ.

2° L'absence d'azimut c'est-à-dire l'absence d'inclinaison de l'entrefer d'une piste à l'autre d'où l'obligation de séparer les pistes par des intervalles de protection qui réduisent la surface enregistrable donc la durée des enregistrements.

Les avantages du procédé sont nombreux :

1° Réduction du volume et du poids d'où facilité d'installation sur la caméra.

2° Facilité en ce qui concerne la maintenance et le service après-vente.

3° Absence des pistes de synchronisation et audio.

4° Enregistrement simultané ou retardé de deux signaux audio à l'aide de deux sous-porteuses modulées en fréquence d'où une meilleure fidélité (fig. 24).

5° Emploi d'une tête fixe à haute performance ; entrefer : 0,3 μm ; fréquence : 3 MHz à – 6 dB.

6° Correcteur de base temps.

7° Limiteur de température.

8° Dimensions réduites de la cassette (fig. 24).

9° Rebobinage rapide.

10° Copies en 150 secondes.

La durée maximale d'un enregistrement est de 3 heures pour le magnétoscope BASF.

Le prototype Mini-Maz 1 de Blaupunkt a une durée maximale d'enregistrement de 30 minutes. Son poids est de 5 kg avec la batterie.

L'enregistrement des images de la télévision numérique

Toutes les fonctions de la télévision en couleur sont à plus ou moins long terme sus-

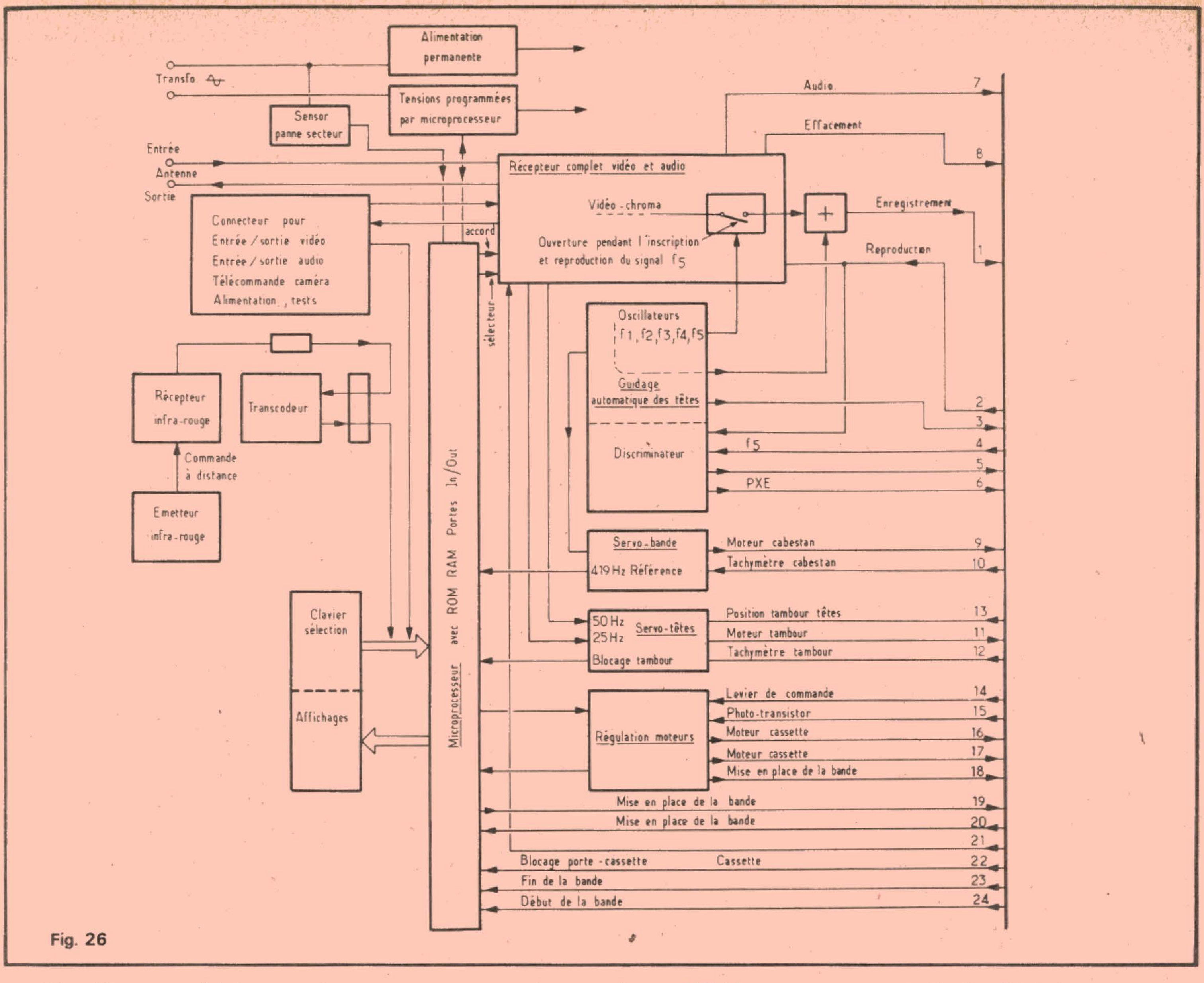


Fig. 26

ceptibles d'être « numérisées » en décomposant chaque image en impulsions dont les amplitudes sont transmises par des ensembles de nombres où chaque nombre indique la luminosité ou la couleur d'un point d'image correspondant à une impulsion. Ces nombres sont transmis en chiffres binaires. Cette technique numérique consiste donc à manipuler l'information sous forme de nombres et non sous forme d'une grandeur physique électrique représentant le signal vidéo de la télévision analogique.

Pour l'instant, la télévision numérique ou digitale reste encore une technique réservée aux applications professionnelles dans la chaîne de la production des images où les appareils numériques fonctionnent avec une entrée et une sortie analogiques que l'on raccorde à des équipements conventionnels déjà existants. Le projet séduisant d'un magnétoscope numérique destiné au grand public n'est pas encore sorti des laboratoires. Pourquoi ?

Pour représenter une image « noir et blanc » par des chiffres il faut examiner l'image afin de pouvoir la reconstituer à partir de la situation des points sur l'image, du nombre de points (échantillonnage), de l'échelle des niveaux de la luminosité de chaque échantillon et de la précision de cette échelle (quantification).

La situation des points est donnée par l'analyse des images dans le sens des lignes et trames. Comme nombre de points correspondant à une bonne définition on peut retenir le nombre de 500 points dans chaque ligne donc 500 échantillons. En ce qui concerne l'échelle des niveaux échantillonnés on utilise le plus souvent une échelle linéaire c'est-à-dire une quantification linéaire des impulsions vidéo à coder.

Quel doit être le nombre de niveaux ?

On peut admettre que l'œil ne décèle plus les « gradins » correspondant au passage d'un niveau à l'autre lorsque le nombre de niveaux distincts est de 256.

Pour représenter chaque échantillon par un nombre composé de chiffres binaires correspondant à 256 niveaux il faut que chaque nombre se compose de 8 chiffres binaires (1 ou 0) donc de 8 éléments binaires (bits). Avec un ensemble de 8 bits (1 octet) le niveau 0 est représenté par : 0 0 0 0 0 0 0 0 et le niveau le plus élevé par : 1 1 1 1 1 1 1 1 que nous définissons en décimal par $1 \times 2^7 + 1 \times 2^6 + 1 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 255$. Un ensemble de 8 bits peut donc représenter en code binaire naturel un niveau situé entre 0 et 255 d'où le nombre total 256. Si la quantification correspond au niveau 15 (décimal), le nombre du code binaire sortant du convertisseur analogique-numérique sera : 0 0 0 0 1 1 1 1 que nous traduisons par $1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^0$ c'est-à-dire 1 1 1 1 que l'on écrit : H H H H suivant la norme-DIN41785. L'enregistrement d'un échantillon vidéo dont le niveau correspond à

255 (valeur maximale) s'opère par l'inscription d'un groupe de 8 impulsions. Le niveau 15 est représenté par un groupe de 8 bits composé de 4 bits sans inscription suivis de 4 impulsions représentant les chiffres binaires 1. Le niveau « 0 », que l'on désigne par la lettre L, est représenté par un groupe de 8 bits de valeur 0 (absence d'inscription).

Les signaux électriques représentant les chiffres binaires ont la précieuse propriété de pouvoir être régénérés, c'est-à-dire enregistrés rigoureusement sous la forme originelle même en présence de bruits et distorsions diverses à condition que l'échantillonnage ou le générateur ne se trompe pas ou que les parasites introduisent des « 1 » ou des « 0 ».

L'enregistrement de 256 niveaux distincts conduit à des vitesses de conversion et d'enregistrement de l'ordre 20 MHz. En réduisant le nombre d'éléments binaires (bits) on réduit la précision avec laquelle l'échantillon est mesuré. Le codage à 6 bits au lieu de 8 bits réduit la précision de quatre fois ! Avec 6 bits on obtient 64 niveaux distincts ($2^6 = 64$). En dessous de 6 bits l'œil décèle déjà des « gradins » correspondant au passage d'un niveau à l'autre. La grande difficulté d'un enregistrement numérique sur bande magnétique est constituée par l'énorme débit en bits à stocker sur la bande.

Malgré cela, les avantages d'un magnétoscope numérique sans les interfaces analogiques sont nombreux et la faisabilité d'un tel appareil est maintenant assurée si l'on en juge d'après les résultats des premières démonstrations. La modulation de fréquence par le signal de luminance est remplacée par une modulation à impulsions codées où la tête travaille à une fréquence constante avec des bandes latérales symétriques.

Une image numérisée par 8 bits (256 niveaux) et 500 échantillons par ligne conduit avec 625 lignes par image de 1/25 de seconde à une vitesse de conversion de 62,5 mégabits !

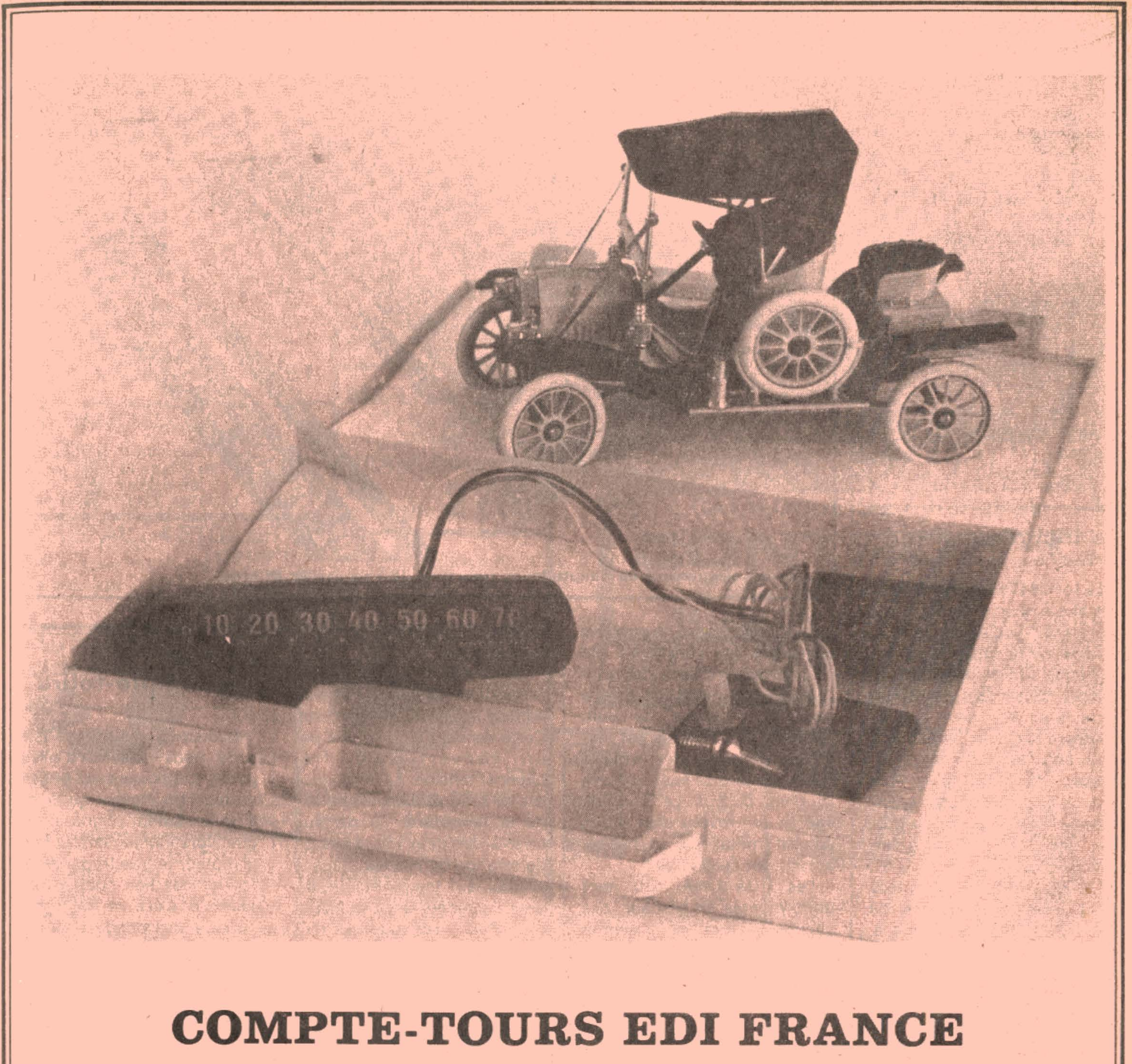
Emploi du microprocesseur

Les magnétoscopes destinés au grand public que l'on trouve actuellement sur le marché sont presque tous équipés d'une commande logique par microprocesseur. Les appareils des années 80 seront munis de microprocesseurs à 8 bits. C'est le cas du BASF de la figure 24 et du VCR 2020 de la figure 26, qui est équipé d'un microprocesseur 8049 Intel à 8 bits. Celui-ci permet de commander les circuits de présélection de 26 canaux à l'aide d'un code 01 à 99. La recherche des émetteurs s'effectue automatiquement ainsi que la sélection. Les enregistrements de cinq programmes avec ou sans programmateur.

La programmation est valable pour toutes les heures comprises dans un intervalle de 0 à 16 jours. Le retour des têtes en fin de bande vers le début de l'autre moitié de la bande s'effectue automatiquement. Le compteur électronique de débit est à 4 chiffres. L'affichage du compteur indique également les segments de bande que l'on peut programmer à volonté. La remise à zéro du compteur s'effectue automatiquement au début de la bande. En cas d'une panne de secteur, une alimentation autonome assure le fonctionnement des circuits d'affichage. En cas d'un arrêt du cabestan ou du tambour, la coupure du mécanisme de défilement est automatique.

L'ensemble des moteurs est montré dans le synoptique de la figure 25 où l'on distingue le moteur du cabestan et son tachymètre, le moteur du tambour avec le tachymètre, les deux moteurs de la cassette et le moteur de mise en position de la bande. Dans la partie supérieure de la figure 25 on remarque le tambour mobile avec les deux têtes vidéo, leurs supports piézo PXE, le transformateur rotatif, la tête audio, la tête d'effacement du son et la tête d'effacement son et image.

R. ASCHEN



COMPTE-TOURS EDI FRANCE

LE compte-tours EDI France, commercialisé, entre autres lieux dans les boutiques Renault, est un accessoire destiné au second équipement de toutes les voitures à moteur à quatre cylindres, voitures équipées d'un moteur à essence. Pourquoi le moteur à essence ? Tout simplement parce que le signal que l'on exploite pour faire défiler l'échelle est une tension électrique liée à la vitesse de rotation du moteur. Le moteur diesel reste le parent pauvre de l'équipement annexe, les compte-tours sont pourtant relativement simples à réaliser pourvu que l'on dispose d'un organe tournant autre que l'arbre de transmission. Ce compte-tours est donc un composant apte à être employé sur la plupart des voitures automobiles, les moteurs à quatre cylindres étant de loin les plus fréquents.

Présentation

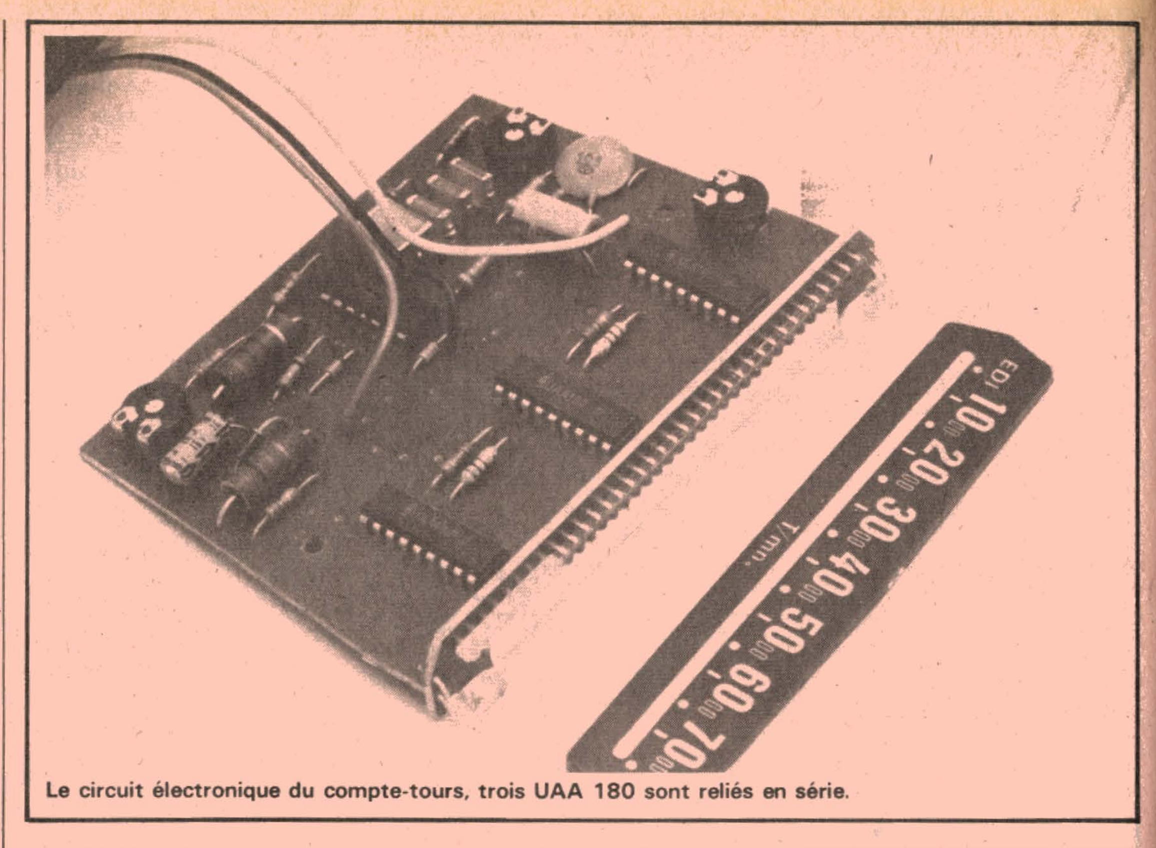
Le compte-tours d'EDI France est présenté dans une petite valise jaune confortable, car garnie de mousse plastique. L'appareil lui-même est un petit boîtier, les photos que nous donnons ici vous permettront d'en connaître la forme, disons que cette dernière est plate. Elle forme visière pour une échelle installée à l'ombre, la visière permettant de pouvoir profiter de l'indication même lorsque le soleil frappe. Au-dessous de l'appareil, deux patins d'adhésif double face permettent une fixation.

Installation

Grâce à ses deux patins adhésifs le compte-tours peut être installé à demeure. Si vous ne voulez pas de cette solution, on utilisera les socles de mon-

tage, deux socles permettent d'installer l'appareil avec deux inclinaisons différentes qui seront choisies en fonction de la géographie du tableau de bord. Un clip de nylon passe dans le trou central des socles pour maintenir le coffret. Les socles sont vissés sur le tableau de bord à la partie supérieure.

L'appareil est livré avec trois fils de sortie, deux d'entre eux, un rouge et un noir, servent à l'alimentation, le troisième, jaune et plus long, ira vers la bobine d'allumage, à l'endroit où elle reçoit la tension du rupteur. Bien entendu, le fil rouge sera branché à un endroit où le courant est coupé par la clé de contact.



Le circuit électronique du compte-tours, trois UAA 180 sont reliés en série.

La technique

La forme allongée de l'appareil a été rendu possible par l'emploi de diodes électroluminescentes réunies pour former une ligne. On a utilisé ici des quartet de diodes, elles sont vertes pour les diodes placées au-dessous de la vitesse maximale autorisée et rouges au-dessus de 5800 tours par minute. Ces diodes sont espacées de 200 tr/mn, ce qui permet une lecture d'une précision très suffisante.

Les diodes sont alimentées par trois circuits intégrés, de type UAA 180 de Siemens, montés en cascade. Chacun peut alimenter 12 diodes, il y en a 36. Ces diodes ne sont pas équipées de système de réglage automatique de luminosité, c'est un peu dommage pour la conduite de nuit. L'échelle des vitesses est illuminée, deux diodes LED à haute luminosité sont utilisées ici dans ce but. Le fond du cadran est revêtu d'un ruban adhésif métallique et brillant améliorant l'éclairage.

Les trois UAA 180 sont donc montés en cascade, ces circuits permettent d'allumer une ligne de diodes, les circuits sont interconnectés pour permettre la formation d'une longue ligne.

La longueur de la ligne est proportionnelle à la tension admise à l'entrée du dispositif. Cette tension est donnée par un convertisseur fréquence/tension. La fréquence est ici celle de l'ouverture (ou de la fermeture) du rupteur, c'est-à-dire deux fois la vitesse de rotation du moteur, dans le moteur à 4 temps et 4 cylindres, il y a deux explosions par tour. Pour l'allumage des diodes rouges, à 5800 tr/mn, la fréquence envoyée à l'entrée du compte-tours est de 193 Hz, c'est cette fréquence qui est d'ailleurs utilisée par le constructeur pour son étalonnage (fréquence pilotée par quartz nous dit la notice).

La conversion fréquence-tension est confiée à un circuit intégré de NS, un LM2917, circuit dont nous avons pu tester l'efficacité pour la réalisation d'un compte-tours pour moteur de modèle réduit d'avion (nº spécial Radiocommande). Ce circuit contient tous les éléments nécessaires à cette conversion.

L'ensemble réalisé ici est donc très simple, l'utilisation de circuits intégrés s'imposait et a permis de miniaturiser l'appareil.

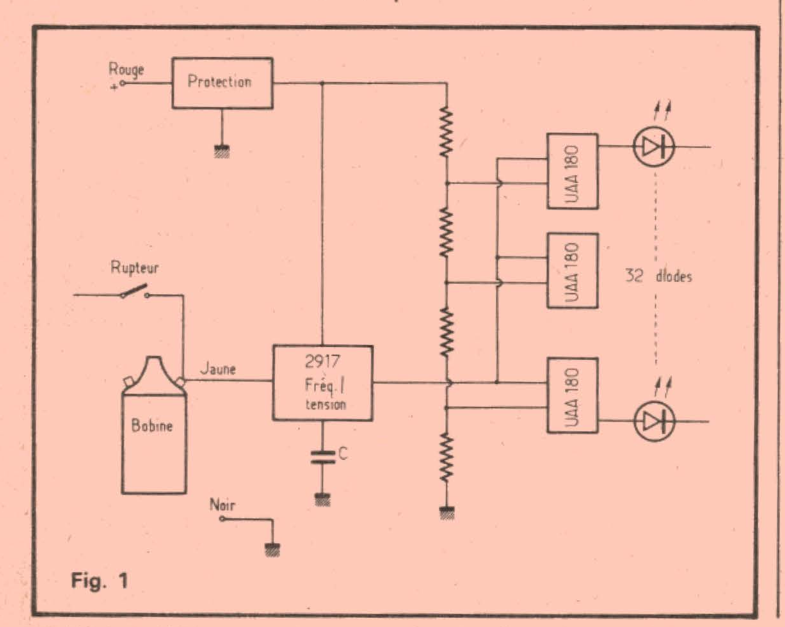


Fig. 1

Le rôle du compte-tours

Beaucoup d'automobilistes, dont nous faisons d'ailleurs partie, conduisent au bruit du moteur. Un moteur qui tourne trop lentement cogne et fatigue alors inutilement. Lorsque le moteur tourne trop vite, il ne fournit pas son couple maximum, il s'use et s'il est en période de rodage risque de serrer. Le compte-tours apporte une aide intéressante qui demande une nouvelle adaptation du conducteur.

La notice du constructeur donne un certain nombre de conseils, aussi bien pour le rodage du moteur que pour faire des économies d'essence en faisant prendre conscience d'une consommation accrue aux forts régimes. EDI France mentionne ainsi qu'il faut faire tourner son moteur 1000 tr/mn au-dessous de la vitesse correspondant au couple maxi, une vitesse que l'on trouvera lors de la lecture du procès verbal des Mines. On roulera ainsi avec le meilleur rendement possible, à vous les économies d'essence, ces compte-tours s'amortissent de plus en plus vite ! ■

CIRATEL-COGEKIT,

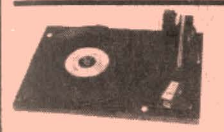
49, rue de la Convention 75015 Paris, M° Boucicaut
VENTE PAR CORRESPONDANCE - BP 133 - 75015 PARIS

Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 13 h et de 14 h 30 à 19 h sauf dimanche et lundi
Aucun envoi en dessous de 50 F. Aucune vente à crédit ni contre remboursement. Joindre à votre paiement à la commande, les frais d'envoi figurant sur chaque article, à l'ordre de CIRATEL-COGEKIT par chèque, mandat ou CCP n° 5719-06 PARIS

3 SUPERBES AFFAIRES DE PLATINE NUE



PLATINE manuelle 110/220 V avec cellule
~~120 F~~ **49 F**
Frais d'envoi 20 F



PLATINE changeur 110/220 V avec centreurs 33/45 T. Lève-bras, etc.
~~170 F~~ **75 F**
Frais d'envoi 30 F

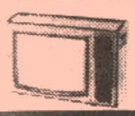
GARRARD SL 65 B



Changeur manuel et automatique Anti-skating. Réglage micrométrique. Leve-bras - Plateau lourd.

Nue, sans cellule **340 F**
Socle, capot magnétique
PRIX 470 F Frais d'envoi 40 F

SUPERBE TELE ITT-OCEANIC



d'occasion 2e main, 44 cm et 51 cm excellent état
VENTE SUR PLACE **420 F**

AMPLI TWEENTY

20 watts. Entrées : TUNER, MAGNETO, PICK UP. Prise casque
Frais d'envoi : **50 F** **270 F**

TEFAL... 4 ETOILES

— 2 casseroles ∅ 16
— 1 poêle ∅ 20
— 1 Faitout ∅ 20

LES 4 ARTICLES 140 F
Frais port 20 F

CELLULE SOLAIRE

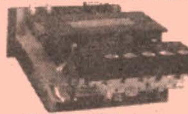
carrée 25 × 25
20 F Frais d'envoi 5 F

AUTO RADIO PO-GO Grande marque CASSETTE



stéréo 3 touches présélection
COMPLET avec ses 2 HP
Garantie 6 mois **490 F** Frais d'envoi **50 F**

CHASSIS DE PLATINE A CASSETTE STEREO



COMPLET avec son électronique MATERIEL PRET A L'EMPLOI
390 F Frais d'envoi : **50 F**

REVEIL A DIAPASON ELECTRONIQUE



~~150 F~~ **65 F** Frais d'envoi **20 F**

MINI K7 PILES/SECTEUR

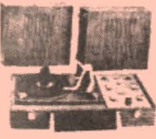
Prise DIN - Micro incorporé
MATERIEL NEUF EN EMBALLAGE D'ORIGINE AVEC HOUSSE **149 F**
Frais d'envoi 35 F



Quelques appareils de DEMONSTRATION **110 F**
Frais d'envoi 35 F
Quelques appareils A REVOIR (pannes éventuelles)
67 F Frais d'envoi : 35 F

HOTTE DE CUISINE à évacuation 80 cm
Valeur : **1 000 F - VENDUE** .... **420 F**
Frais d'envoi .... **80 F**

ELECTROPHONE STEREO HI-FI CONCERTO
FONCTIONNEMENT ET PRESENTATION INEGALES



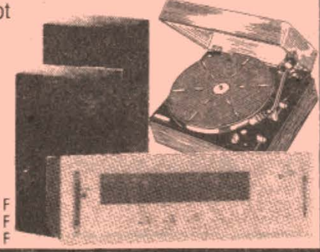
● Lève-bras manuel ● Changeur automatique tous disques ● Circuits intégrés équivalence 32 transistors ● 4 HP ● Prises tuner et magnétophone ● Superbe coffret bois gainé rouge et noir ● Fonctionne en 110-220 V ● 3 vitesses 33, 45, 78 ● dimensions 490 x 280 x 180 mm ● Poignée de transport ● Couvercles dégondables.
GARANTIE 12 MOIS. **395 F**
● Meilleur rapport qualité/prix
avec tous ses accessoires prêt à l'écoute. Frais d'envoi 50 F.

THERMOSTAT D'AMBIANCE APPLIMO

Réglage de + 5 à 30°
Prix : **48 F**
Frais env. 10 F

SUPER CHAINE STEREO DE GRANDE CLASSE 40 W

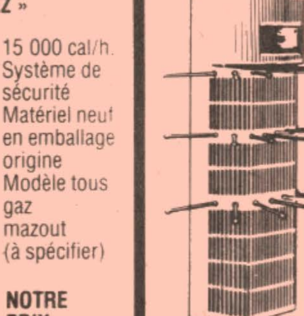
● AMPLI TUNER PO.GO.FM
● PLATINE TD **THOMSON** Professionnelle. Lève bras. Cell. magnét., socle et capot
● 2 ENCEINTES THOMSON excellent rendement



L'ENSEMBLE
1 450 F Frais d'envoi : **140 F**

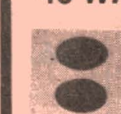
L'ampli-tuner seul **590 F** port 60 F
La platine seule .. **490 F** port 60 F
2 enceintes seules **550 F** port 100 F

CHAUDIERE A AIR PULSE « POTEZ »



15 000 cal/h. Système de sécurité
Matériel neuf en emballage origine
Modèle tous gaz mazout (à spécifier)

Valeur ~~7 000 F~~
Expédition port dû
NOTRE PRIX **1870 F**



Modèle CKT130 - 3° w, 25 à 17000 Hz. Impéd. 5 Ω (5 HP) 1 boomer + 2 médiums + 2 tweeters + filtre capacitif. Ensemble de HP de gd rendement. Dim. 600 × 300 × 80 mm.
Prix : **190 F**
les 2 370 F (frais d'envoi 35 F) Livrés câblés prêts à l'écoute

BAFFLES 40 WATTS

Impédance 4-8 ohms
Dim. 600 × 300 × 80
L'unité **230 F**
La paire **420 F**
Frais d'envoi : 80 F

BANDES PROFESSIONNELLES

Diamètre 270 mm longueur 1 096 mètres suivant disponib. Matériel ayant très peu servi en excel. état. **La pièce 28 F** par 5 **27 F**, frais d'envoi 10 F.
par 10 : **26 F**, frais d'envoi 20 F,
par 50 : **23 F**, frais d'envoi 60 F,
par 100 : **20 F**, frais d'envoi 120 F.
Par quantité supérieure nous consulter
Pas d'expédition à l'unité.

HAUT-PARLEURS

∅ 31 cm 50 W **175 F**
Frais d'envoi 50 F

ENCEINTES NEUVES
(Léger défaut d'aspect)



30 W. 3 HP. 8 OHMS dimensions 420x280x180 LA PAIRE **260 F**
Frais d'envoi 50 F

ENCEINTES 15 W
3 voies dim. 380x230x170 LA PAIRE **220 F**
Frais d'envoi .... 60 F

MATERIEL NEUF
40 W. 2 HP. 8 OHMS dimensions 660x360x270 LA PAIRE **850 F**
Frais d'envoi .... 60 F

THOMSON 30 W
2 voies dim. 550x290x260 LA PAIRE **550 F**
Frais d'envoi .... 100 F

EXCEPTIONNEL!

Appareil de chauffage électrique mobile à soufflerie.
220 V, normes françaises, 2 allures commutables 1000-2000 W, avec sèche-linge incorporé. Voyants lumineux de contrôle. Programm. de 0 à 4 h. Capacité de séchage 4 kg. 16 barres d'étendage repliables. Résistances blindées à ailettes.
Prise électr. de sécurité. Peut également se fixer au mur. Sobre, discret, entretien facile.
VALEUR .... ~~960 F~~
Frais d'envoi .... 30 F
INCROYABLE! 190 F

CHAUFFAGE ACCUMULATION



Grande marque matériel superbe.
VENTE SUR PLACE
2 KW ~~2 990 F~~ **750 F**
3 KW ~~3 500 F~~ **850 F**
4 KW ~~4 000 F~~ **950 F**

UNE COMMANDE AUTOMATIQUE D'EXTINCTION DES CODES DANS LES EMBOUTEILLAGES

Avant-propos

Il y a quelques mois, le ministre des Transports prenait la décision d'imposer aux automobilistes de circuler en ville, la nuit, avec les codes allumés. Chacun sait quelle controverse cette mesure a suscité et quels inconvénients elle provoque (même si on peut y trouver certains avantages) en particulier par la dépense d'énergie qu'elle entraîne. Notre propos n'est pas de rentrer dans la polémique mais de proposer un petit montage ultra-simple permettant de rester dans la légalité.

Généralités

Nous partirons du principe que nous respectons la loi et que nous allumons nos codes en ville. Mais, il nous semble parfaitement stupide de maintenir ces feux en service lorsque nous nous trouvons bloqués dans un embouteillage et que nous avançons par bonds de 20 mètres. Passer son temps à actionner le commodo pour revenir en veilleuses est particulièrement fastidieux, aussi avons-nous réalisé le petit montage que nous allons décrire ci-dessous.

Le principe de notre montage s'inspire directement du fonctionnement des compte-tours électroniques prélevant les signaux de commande sur le rupteur du système d'allumage. Le synoptique de la figure 1 indique l'organisation d'un compte-tour. Sur la figure 2, nous voyons celle de notre montage. Les signaux issus de l'allumage sont différenciés pour commander un circuit monostable qui délivre une impulsion de largeur constante dont la fréquence de récurence est celle des signaux d'allumage et correspond à la vitesse de rotation du moteur. Ces impulsions sont intégrées pour donner une tension proportionnelle à la vitesse de rotation. Cette tension commande un circuit comparateur réglable, la sortie du comparateur commandant elle-même un relais qui actionnera les feux de la voiture.

Le schéma

Il est indiqué sur la figure 3. Nous y trouvons un très classique circuit intégré LM555 monté en monostable. Il est commandé sur son entrée « trigger » par les signaux issus de l'allumage et prélevés au niveau du rupteur. Ces signaux, dans le cas d'allumage classique, se présentent sous la

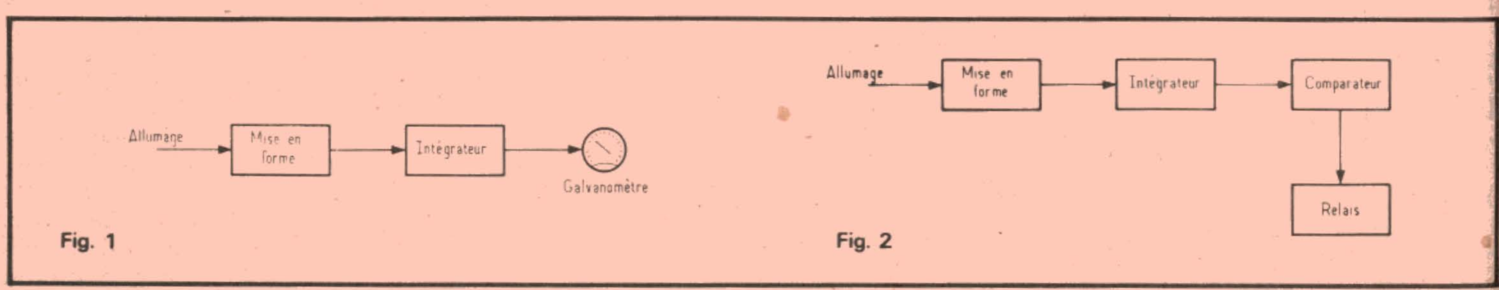


Fig. 1

Fig. 2

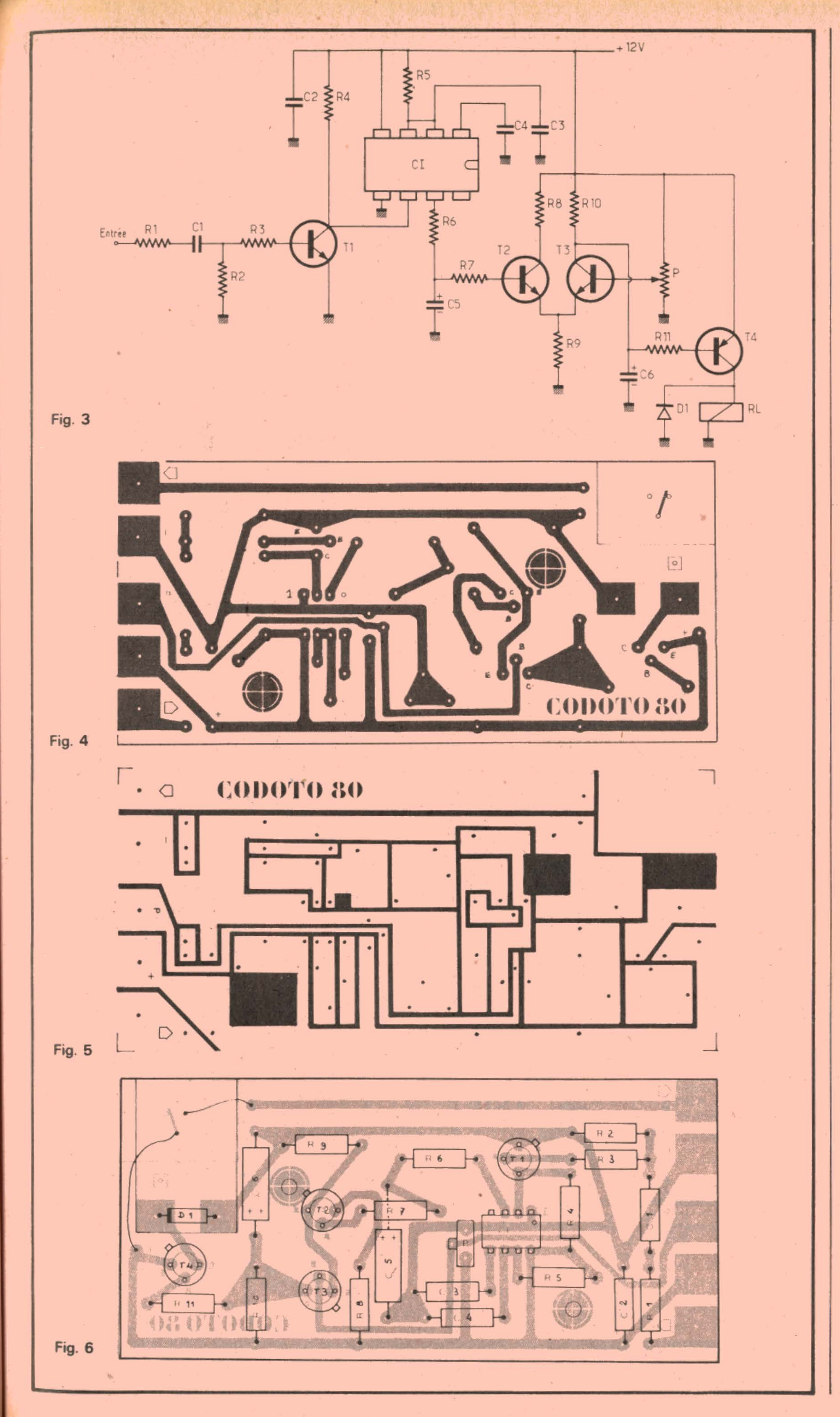


Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

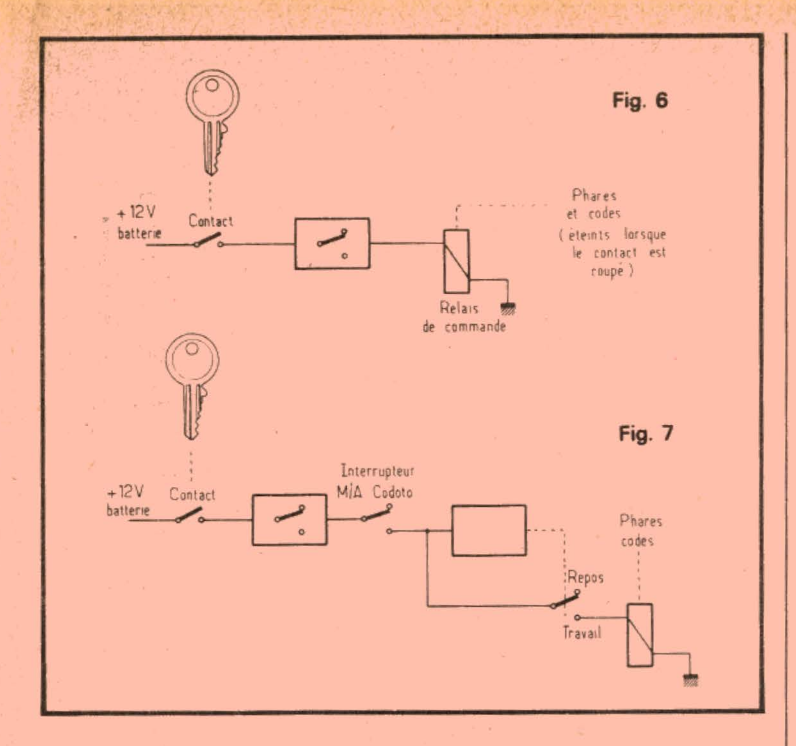
forme de signaux « carrés » d'amplitude 12 V et montrent à l'oscilloscope des pointes de tension de forte amplitude à l'ouverture et à la fermeture du rupteur. Ils sont atténués par la résistance R_1 dont la valeur est élevée et est déterminée pour obtenir un déclenchement franc du monostable. La résistance R_1 est suivie d'un circuit différenciateur constitué de C_1 et de R_2, la pointe positive étant amplifiée et inversée par le transistor T_1.

La constante de temps du monostable est fixée par R_5 et C_3. Les impulsions générées par le 555 sont intégrées par la cellule constituée par R_6 et C_5.

La tension continue, sensiblement proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur, est envoyée sur une entrée d'un circuit comparateur composé de T_2 et T_3, l'autre entrée étant ajustée à l'aide du potentiomètre P qui servira au réglage du seuil de coupure des codes (moteur au ralenti). La sortie du comparateur commande le transistor T_4, qui est un PNP, lequel commande un relais de petite puissance. Ce dernier commandera à son tour un relais de plus forte puissance situé dans le circuit des codes/phares de l'automobile. Ce dernier relais existe le plus souvent dans le câblage d'origine.

Le câblage mise au point

Le montage est câblé sur un circuit imprimé dont le dessin est donné à l'échelle 1 sur la figure 4, l'implantation des composants étant indiquée sur la figure 5. La mise au point se réduit à peu de choses. Elle peut être effectuée directement sur la voiture, cependant il est préférable d'effectuer un contrôle en laboratoire. Il suffit de disposer d'un générateur BF couvrant la gamme de 20 Hz à 200 Hz correspondant à des vitesses de rotation d'un moteur à explosion à quatre cylindres de 600 tr/mn à plus de 5 000 tr/mn. Le signal carré du générateur sera appliqué au point commun de R_1 et



de C_1 et on vérifiera que le relais est collé en dessous de la fréquence de ralenti (environ 25 Hz soit 750 tr/mn) à l'aide du réglage par le potentiomètre P, et que le relais décolle au-dessus. On vérifiera aussi que le relais décolle presque instantanément lorsque l'on « monte en régime » et qu'il recolle après une courte durée lors du retour au ralenti (1). Cette constante de temps est nécessaire pour ne pas avoir de fonctionnement intempestif à l'occasion d'une baisse de régime due à un changement de vitesses par exemple. Elle est entraînée par la décharge du condensateur C_4.

Un interrupteur est placé dans la ligne d'alimentation + 12 V du montage, l'alimentation étant prélevée sur la voiture en aval de la clef de contact. Cet interrupteur a pour but de mettre hors circuit le montage et de retrouver le mode de fonctionnement initial de la commande d'éclairage. Le schéma de principe de branchement est donné sur la figure 6.

B. DOUMECH

---

(1) Il est normal que le relais ne semble pas coller franchement, cela n'empêche pas un fonctionnement correct en aval.

Nomenclature des composants

CI : LM555

T_1, T_2, T_3 : 2N2369 ou équivalent

T_4 : 2N2907 ou équivalent

D_1 : 1N4148

R_1 : 120 kΩ
R_2 : 22 kΩ
R_3 : 1,5 kΩ
R_4 : 560 Ω
R_6 : 680 Ω
R_7 : 10 kΩ
R_8 : 560 Ω
R_9 : 820 Ω
R_{10} : 1,5 kΩ
R_{11} : 150 Ω

P : ajustable 5 kΩ ou extérieur

C_1 : 6 800 pF
C_2 : 0,1 μF
C_3 : 0,1 μF
C_4 : 0,01 μF
C_5 : 1 000 μF 16 V
C_6 : 250 μF 16 V

RL : relais 250 Ω

SUD AVENIR RADIO

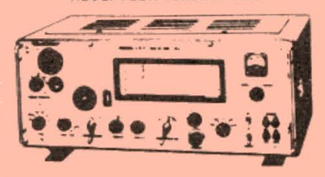
22, BOULEVARD DE L'INDEPENDANCE - 13012 MARSEILLE - TEL. (91) 66 05 89 - C.C.P. Marseille 2 848 05

RECEPTEURS DE TRAFIC

alignés et réglés en ordre de marche, schéma, doc., six mois de garantie, secteur 220 V sauf indication contraire.

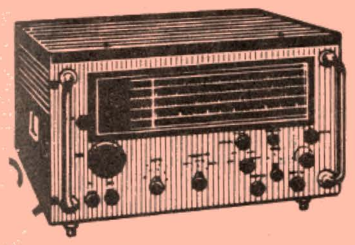
STABILIDYNE - CSF - Récept. à très htes perf., couvrant en 4 gammes de 2 à 30 MHz, sensib. 1uV, sélect. var. et quartz. **Affichage** de la fréqu. par **compt. num.** avec précis. - 500 Hz. BFO 1.000 ou 2.500 Hz. Sortie : 600 Ohms. Alim. sect. 110 220 V. **2.900 F**

RECEPTEUR AME 7G 1680



Superhétérodyne à dble chang. de fréqu. 1.600 KHz et 80 KHz. Sensib. 0,6uV. Cvre de 1,7 à 40 MHz en 7 gammes. Graphie et Phonie. Tubes mini. Equipé en sélect. var. et quartz + BFO + VCA + Smètre + petit haut-parl. de contr. 18 tubes. Alim. 110 220 V. Sortie casque 600 Ohms ou HP 3 Ohms 40 × 80 × 50 cm prof. Poids : 65 kg. Récept. de très gde classe, en état impecc. Notice. Prix... **1.850 F**

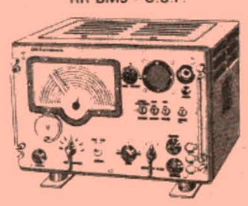
RR BM2 - C.S.F.



Récept. Mar. Nationale, mod., perform., élég. Superhétér. dble chang. 1.365 kHz et 100 kHz, filtre à quartz : couvrant de 1,56 à 30 MHz en 5 gammes. Graphie, phonie. 18 tubes miniat. Sélect. Var. Quartz, BFO, VCA S mètre. Sortie BF 600 Ohms. Prix.......... **1.630 F**

ARB - USA - Récept. Aér., cvre de 190 KHz à 9 MHz, 6 tubes Octal, AVC, AM, CW, sélect. large et étr., sortie casque ou HP alim. 220 V incorporée. Dim. 18 × 20 × 40 cm prof. **645 F**

RR BM3 - C.S.F.



Récept. ondes long. et moy., 7 g. de 13 kHz à 1 700 kHz. Dble chang. de fr. 180 et 80 kHz. Sélect. var. BFO. Alim. 110/220 V. Pds 47 kg. Px... **2.400 F**

ARB - USA - Récept. Aér., cvre de 190 KHz à 9 MHz, 6 tubes Octal, AVC, AM, CW, sélect. large et étr., sortie casque ou HP alim. 220 V incorp. Dim. 18 × 20 × 40 cm prof. **645 F**

OSCILLOSCOPES

Très bel état. En ordre de marche secteur avec mode d'emploi et schéma.

OC 540, BP 0 à 5 MHz, tube 125 mm, 26 × 40 × 50 cm, poids 20 kg. Prix.......... **950 F**

OC 341 BP 0 à 4 MHz tube de 70 mm, 22 × 25 × 45 cm, poids 16 kg. Prix.......... **750 F**

COMMUT. ELECTRON. CRC type CE970M. Transist. sauf tube d'entrée. BP : 7 MHz. Dim. 18 × 26 × 57 cm prof. 12 kg. Av. notice.... **350 F**

TELEPHONES DE CAMPAGNE

en ordre de marche Garanti 6 mois

Types port. à magnéto, sonn. inc., prêts à l'usage, avec piles stand. Il suffit de deux fils pour assurer une liaison sûre de plusieurs kms. Pour chantiers, usines, scouts campeurs, spéléos, etc.

TYPE AOIP - Coffret bak. av. couv. de ferm. 21 × 18 × 21 cm. La pce. Fco.......... **130 F**

TYPE SIEMENS - Coffret bakélite 27 × 9 × 22 cm. Bon état, la pièce.......... **180 F**

FIL DOUBLE TELEPHONIQUE de campagne pour téléphones ci-dessus. Le mètre.......... **0,32 F**

MATERIELS RARES... prix OM.

CAVITE 225/400 MHz, ADAPTABLE 432 MHz, matériel professionnel MARINE, métal argenté, coffret de 12x12x15 cm. Poids : 4 kg, avec support et tube 4x150 A. Vendu pour le prix du support.......... **300 F et Fco 327 F**

SOUFFLERIE, 115 volts, 50 Hz, très puissante, prévue pour la cavité ci-dessus. Poids 4 kg. Prix.......... **120 F et franco 147 F**

RELAIS COAXIAL 600 MHz, 100 Watts, métal argenté. Bobine 48 volts. Equipé avec fiches N. Prix.......... **145 F et franco 156 F**

CAVITE REGLABLE 1.200 MHz, métal argenté, dimensions 8x8x12 cm hors tout avec tubes 2C39A et son support : 150 F et franco 168 F.

SPECIAL QUARTZ

BOITE A (ex. BC 620), 80 quartz FT 243 de 5.076 à 8.340 kHz. Prix.......... **60 F** + port **15 F**

BOITE A2, la même que la boîte A, mais en coffret métal avec quartz neufs d'usine. Prix.......... **110 F** + port **15 F**

BOITE C (ex. BC 604), 80 quartz FT 241, 20 à 28 MHz fondamentale 370 à 516 kHz espacés de 1.852 kHz. Prix.......... **95 F** + port **15 F**

BOITE C2 identique à C1, mais quartz neufs. Prix.......... **135 F** + port **15 F**

BOITE D (ex. BC 684), 120 quartz FT 241, 27 à 39 MHz fondamentale 375 à 540 kHz. Prix.......... **135 F** + port **15 F**

Quartz 500 kHz, FT 241.......... franco **18 F**

EMISSIONS-RECEPTION OC

Matériels réglés en ordre de marche avec documentation schémas

BC 620 - Emetteur-récepteur 20 à 28MHz, FM, alimentation accu 6 ou 12 V comprise, avec tous accessoires : combiné, antenne télesc. Prix.......... **280 F**

Jeu de tubes, test OK, pour BC 620. Fco.......... **45 F**

Vibreur 6 12 V pour PE97 du BC 620. Fco.......... **17 F**

BC 1000 - Emetteur-récepteur 40 à 48 MHz avec son combiné, antenne courte et alimentation 6 V.......... **260 F**

Jeu de tubes de rechange test OK BC 1000. Prix franco.......... **50 F**

Combiné TS 15 pour BC 1.000. Prix franco.......... **50 F**

BC 659 FR, émetteur-récepteur FM, de 27 à 39 MHz, équipé tubes miniature, alimentation transistorisée incorporée 6 ou 12 volts, haut-parleur, combiné schéma, deux fréquences préréglées crystal, 1,5 W H.F. Prix.......... **400 F**

Avec antenne télescopique laiton AN29 C. Prix.......... **460 F**

Les antennes MP 48 et AB15GR figurant sur cette liste ainsi que la boîte de couplage STAREC ci-après conviennent pour cet appareil.

ANPRC 9, fonctionne en accord continu de 27 à 38,9 MHz - 1 W H.F. - avec combiné, antenne, boîte à piles. Sans piles.......... **450 F**

ANPRC 10, fonctionne en accord continu de 38 à 54 MHz - 1 W H.F. - émetteur-récepteur livré avec combiné, antenne 27x24x8 cm - 4 kg.......... **450 F**

ALIMENTATION TRANSISTORISEE d'origine 6 et 12 volts, pour ANPRC ci-dessus 5 kg.......... **400 F**

PRC9 ou PRC10, avec alimentation transistorisée précitée.......... **750 F**

BOITE DE COUPLAGE "STAREC" avec son antenne fouet, pour tout émetteur-récepteur de 20 à 72 MHz. Puissance admissible par fiche BNC 40 watts H.F. 50 Ohms - self à manivelle incorporée, accord sur galvanomètre, en état exceptionnel, livré en coffret galbé de 16 cm de large, 9 cm de haut, 13 cm de profondeur.......... **250 F**

EMISSION-RECEPTION OC

Matériels complets, bel état, schémas, non réglés

SCR 543 - Emetteur et récepteur + alimentation secteur PE 110, 1680 à 4450 kHz, 50 W HF avec fiches, quartz, combiné. Prix.......... **700 F**

EMETTEUR COLLINS - ART 13 - 1,5 à 18 MHz. Phonie-graphie. Puissance HF 125 W. Modulateur PP 811 et final : 813. Alimentation nécessaire : 24 V BT et 400 V et 1.200 V HT. Avec 2 galvanomètres de contrôle. Prix.......... **425 F**

ART 13 - Avec son alimentation d'origine par commutatrice 24 V. Prix.......... **565 F**

BC 1000 - Emetteur-récepteur 40 à 48 MHz, complet avec tubes et quartz.......... **90 F**

Le même avec micro, casque, antenne.......... **130 F**

ANTENNES et accessoires

MP 48 - Embase USA avec 5 brins MS (Mast section) vissables, de 1 m environ chacun : Prix : **135 F** - Neuf.......... **185 F**

Jeu de 5 brins MS 49 à MS53 pour MP 48 ci-dessus Prix : **80 F** - Neuf.......... **120 F**

MS 54 brin suppl. pour MP 48. Neuf.......... **25 F**

AB 15GR, USA, embase souple pour fixe ou mobile avec deux brins de 1 mètre. Prix.......... **150 F**

AN 131 (BC 1000) longue, pliante, fermée 42 cm, ouverte 3,25 m. Franco.......... **55 F**

La même, avec embase porcelaine et accouplement flexible. Franco.......... **72 F**

ANTENNE NEUVE type PRC/AT27 2, type feuillard de 75 cm, 180 grammes. Franco.......... **30 F**

CONDENSATEUR VARIABLE USA, NEUF, capacité 116 pF. Isolement 1,5 Kv 90 × 110 × 45 mm, 350 gr. Franco.......... **30 F**

ISOLATEURS d'antenne USA, porcelaine vitrifiée tubulaire 2 trous :

A) 230 mm, Ø 15 mm, NEUF. Franco.......... **5 F**

C) 65 mm, Ø 13 mm, NEUF. Franco.......... **4 F**

CABLES COAXIAUX professionnels neufs, 50 Ohms 6 mm, le mètre.......... **3,00 F**

11 mm, le mètre.......... **7,50 F**

RELAIS D'ANTENNE, USA, stéatite, 12 V, 2 TR, 300 W HF. Franco.......... **27 F**

FICHES COAXIALES

Socle SO239 ou mobile PL 259.......... **6 F**

Réducteur 6 mm pour PL 259.......... **2 F**

type N : socle, mobile ou coude.......... **8 F**

PILES militaires - neuves - très gros débit, 6 volts, Ø 13x13 cm, 2.200 kg.......... **10 F**

28 volts Ø 13 cmx21 cm, 3.100 kg.......... **15 F**

GROUPES ELECTROGENES USA, essence PE 108 - démarrage batterie 12 volts ou cordon, délivre 15 volts continu 5 ampères et 115 volts 60 Hz 700 Watts, en parfait état de marche **1.200 F**

MESURES ELECTRONIQUES

(Prêt au branchement secteur, ordre de marche garanti)

GENERAT. 1.72 - USA - Cvre de 100 KHZ à 32 MHz en 5 g. HF, pure, mod., et 400 Hz. Atten. 38 × 24 × 14 cm. Sect. 110 V.......... **290 F**

FREQUENCEMETRE BC 221, 125 kHz à 20 MHz. Quartz 1 MHz. Carnet d'étalonnage d'origine, secteur 110 220 V. Notice.......... **350 F**

GENERATEUR HF FERISOL, hautement professionnel, 50 kHz à 50 MHz en 10 gammes. Sortie 0,05 uV à 0,1 V. Secteur 110/220 V.......... **850 F**

FREQUENCEMETRE HETERODYNE THF FERISOL, type HS 101, 30 MHz à 3 Ghz. Secteur 110 220 V. Prix.......... **650 F**

FREQUENCEMETRE TS 127. Mesure (cavité) de 375 MHz à 725 MHz, carte d'étalonnage d'origine, galva 200uA, tubes 957, 1S4, 1S5. Coffret et valise 28 × 20 × 20 cm. Alimentation piles. Prix.......... **240 F**

GENERATEUR BF FERISOL Type C 302, de 15 Hz à 150 kHz en 4 gammes. Galvanomètre de contrôle sortie max. 40 V.......... **550 F**

GENERATEUR BF FERISOL Type C 902M, 15 Hz à 150 kHz, sinus et carré, galvanomètre, état remarquable. Prix.......... **800 F**

GENERATEUR RIBET-DESJARDINS, Type 406 B.F. de 20 Hz à 200 kHz, max. 20 V.......... **425 F**

GENERATEUR BF TS 382/U USA, 20 Hz à 200 kHz. Sortie max. 10 V. Secteur 115 V. Appareil de grande classe. Prix.......... **650 F**

GENERATEUR BF Type GB512 CRC couvre de 30 Hz à 300 KHz en 4 gammes. Galvanomètre de sortie 50 Ohms, 1 Volt à 60 dB en 4 gammes. Schéma incorporé. Secteur 110 220 27 × 40 × 30 cm profond. Matériel récent.......... **600 F**

VOLTMETRE ELECTRONIQUE A 202 (FERISOL). Continu : 100 M Ohms, 1,5 V à 1.500 V. Alternatif : 1,5 V à 150 V (20 Hz à 700 MHz). Capacité entrée 2 pf. Avec sonde, notice, schéma. Prix.......... **300 F**

MILLIVOLTMETRE AMPLIF. CRC type MV 153 de 20 Hz à 400 kHz. 12 éch. de 1mV à 300 V. Z entrée : 1 M Ohms gd galv.......... **450 F**

WATTMETRE FERISOL, BF, type N 204, de 0 à 5 W en 4 gammes, galvanomètre de mesures DB et mW. Entrée de 2,5 ohms à 20 kohms.......... **220 F**

LAMPEMETRE USA, type 1.177, secteur 110 V, contrôle tubes anciens et récents. Manuel, accessoires : Parfait état. Prix.......... **270 F**

LAMPEMETRE METRIX, type 310, secteur 110 220 V. Contrôle de tous les tubes de réception. Notice.......... **650 F**

ANALYSEUR DE LAMPES U 61 METRIX. Cinq galvanom. perm. le contr. total des tubes anciens et mod. Livré avec adapt. noval. Docum. En parf. état de marche.......... **1.200 F**

GENERATEUR VHF METRIX type 936, couvre de 8 à 230 MHz 1uV à 0,2 V.......... **900 F**

IMPORTANT

OUVERT en semaine de 9 à 12 et de 14 à 18 h 30. Fermé LUNDI et en AOUT.

ACCES RAPIDE par 171, av. de MONTOLIVET (métro Saint-Just).

COMMANDES : sauf administrations, joindre le montant en mandat ou chèque ou timbres (max. 100 F) MINIMUM de commande : 50 F. Pas d'envoi contre remboursement.

PRIX T.T.C. Emballages gratuits sauf exportation.

EXPEDITIONS rapides en PORT DU. Les prix franco indiqués sur cette liste ne concernent que les matériels d'un poids inférieur à 5 kg admis par les P.T.T.

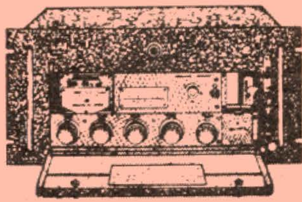
RENSEIGNEMENTS : joindre enveloppe affranchie à V/adresse.

Ce tarif annule les précédents. PAS DE CATALOGUE, mais consultez-nous vu la variété de notre stock.

VHF

Matériels réglés en ordre de marche.

RECEPTEUR R 298



Récepteur SADIR moderne d'aérodrome. Couvre de 100 à 156 Mc s par crystal, harmonique 18. Valeur MF : 9 720 Kc s. Sorties 2,5 ohms sur H.P. et 600 ohms sur casque ou ligne. Aérien de 50 ohms. Alimentation secteur incorporée 110 220. Prêt au branchement secteur avec prises et fiches. Equipé avec un quartz aviation ou bande amateur 144. Prix.......... **400 F**

Le même, mais équipé en oscillateur variable.......... **550 F**

R298C, NEUF, emballage usine, crystal ou VFO, au choix.......... **750 F**

EMETTEUR SADIR 1547. Complément du R298 ci-dessus pour une station aéro-club ou amateur. Puissance 15 watts HF, de 100 à 156 MHz, crystal harmonique 18, modulation : PP de 807 et QQE 04 20 à l'étage final. Matériel extrêmement robuste, livré en ordre de marche, secteur 110 220 V, état impeccable.

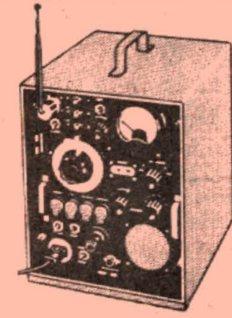
Emetteur complet, sans alimentation.......... **300 F**

Le même, avec son alimentation secteur d'origine 110 220 V.......... **550 F**

EMETTEUR BC 625 - 100 à 156 MHz - 15 W HF - 4 canaux préréglés crystal - complet en tubes avec un quartz, schéma. Prix.......... **230 F**

5/41 EMETTEUR-RECEPTEUR - 100 à 156 MHz par 12 canaux crystal. Sensibilité super. 5uV. 15W HF. Complet sans alim. Non testé. Prix.......... **460 F**

APPAREILS DE REGLAGES VHF TRPP4/6



Gamme de fréquence : 100 à 156 mcs. Pilote quartz au 1 18° ou Maître oscillateur. Tubes : 3 6AK5WA - 6AU6 - 6AQ5 - 6J6 - 6AL5 - 6X4 - OA2, alimentation secteur incorporée 110 à 240 V, 50 Hz. Antenne fournie : fouet télescopique. Permettent la génération d'une onde pure ou modulée à partir d'un quartz au 1 18° de la fréquence désirée). Indicateur de champ + autres possibilités. Livré 100 % OK avec boîte adéquate de 80 quartz FT 243. Version pile (consommation 1 V 5 150 mA et 90 V 6 mA).......... **275 F**

Version secteur 110 220 V.......... **425 F**

Version piles, NEUF, emballage usine, avec en prime une boîte de 80 quartz.......... **375 F**

Elégant coffret aluminium de 24 × 28 × 37 cm. 13 kg.

RADIOTELEPHONES MILITAIRES

Portatifs livrés avec antenne, tubes, schéma, sans piles

EMETTEUR-RECEPTEUR PRC6 (USA) portable, monofréquence, complet : tubes, quartz antenne. Prix.......... **240 F** + port **23 F**

EMETTEUR-RECEPTEUR CPRC 26 (Canada) portable, 47 à 55,4 MHz, six canaux par quartz. 300 mWHF. Complet, en sac toile, combiné, antenne, un quartz. Prix.......... **240 F** + port **23 F**

EMETTEUR-RECEPTEUR TRPP8 (France), portable, 3 kg, 47 à 55,4 MHz, six canaux par quartz, 250 mWHF, complet : tubes, antenne, un quartz. Prix.......... **180 F** + port **23 F**

TRPP8, boîtier seul, comprenant micro et écouteur incorporés, pour vos montages « mobiles ». Prix.......... **50 F** + port **16 F**

SPECIAL TELETYPES

(Matériels en très bel état)

TELEIMPRIMEUR SAGEM SP5 à page émission réception. Prix.......... **450 F**

PERFORATRICE SAGEM PG1A pour SP5. **100 F**

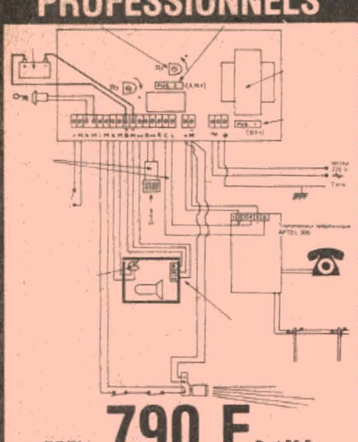
TRANSMETTEUR DE BANDE T × 2A. Prix.......... **100 F**

ALIMENTATION SAGEM BA33B, 110 V, 2 galvas. Prix.......... **85 F**

REMISE AUX PROFESSIONNELS

KIT ALARME Professionnel

822.24.50



Circuit d'alarme complet « PNS 01 » (appartements, pavillons, magasins, etc.)
Chargeur pour batterie au plomb
Entrée 220 V ca protégé par fusible avec borne de mise à la terre.
Sortie 11 à 15 Vcc réglable par potentiomètre. Protégé électroniquement contre les courts-circuits. Tension continue filtrée et régulée. Fusible de protection contre inversion de polarité de la batterie.
Circuits d'entrées protégés contre les erreurs de câblage et parasites sur les lignes.
— 1 entrée normalement fermée immédiate
— 1 entrée normalement fermée temporisée (sortie fixe 70 s, entrée réglable de 0 à 45 s.
Ces entrées peuvent recevoir en série contacts d'ouverture ou chocs radars hyperfréquences, ultra-sons, infrarouges, etc.
— 1 entrée en veille permanente pouvant recevoir en série contacts d'autoprotection, boucles anti-sabotage 24 h/24 h et boutons ou pédales antihold-up.
Sorties d'alarme :
1° A apparition de tension, débit maximum 8 A (sirènes intérieures)
2° A disparition de tension (commandes de sirènes extérieures auto-alimentées, autoprotégées).
3° Sortie d'un inverseur à contact sec. Pouvoir de coupure 8 A pour commande de signalisation optiques tels que gyrophares, flash, éclairage extérieur, branchement transmetteur téléphonique, etc.
Sortie alimentation protégée par fusible pour détecteurs volumétriques.
Contrôle d'installation par 5 leds : 1. présence secteur ; 2. préalarm ; 3. état des boucles immédiates ; 4. état des boucles temporisées ; 5. Témoin de mise en service.
Circuit professionnel C-MOS. Circuit imprimé double face à trous métallisés. Implantation des composants par ordinateur.

PRIX : **790 F** Port 30 F

ALARME AUTO « ULTRA-SON »



protection totale

PRIX : **530 F** port inclus

SERRURES

5 points

Clé de sécurité **850 F**
Clé normale **770 F**

PAIRE DE VERROUS

4 points

Clé de sécurité **850 F**
Clé normale **500 F**
+ 2 paires de renforts de gonds **30 F**

Préciser sens des serrures

SPECIAL VITRINE et PAVILLON RADAR G



- Appareil étonnant aux nombreuses applications.
- Allumage de vitrines au passage de piétons.
- Eclairage automatique de locaux en présence de mouvement.
- Pré-détection d'intrusion par allumage des lumières.
- Aucune installation.
- Dimension 198 × 127 × 66.

1450 F port 25 F

SANS INSTALLATION
DETECTEUR AUTONOME PNS 007

Système de protection volumétrique complet logé dans un coffret imitant une enceinte acoustique, très esthétique, livré prêt à l'utilisation.
Dimensions : 230 × 330 × 175.
Mise en service par clé spéciale cylindrique de sécurité.
Comprend : Radar hyperfréquence (portée réglable de 0 à 15 m° — 1 centrale d'alarme avec chargeur et batterie, alimenté par secteur, permettant une extension d'installation identique à la PNS OI (branchement contacts radars, sirènes auto. alimentées ou non, etc. — Sortie sirènes autoprotégée séparément autoprotection 24/24 h. — + 1 sirène électronique puissante. — 1 autoprotection du panneau arrière, se place dans un placard. — Réglage simple.
GARANTIE 3 ANS (sauf batterie).

3 600 F port gratuit

ACCESSOIRES

Contact à 2 clés pour mise en service .... **95 F**
Boîtier métallique laqué au four pour recevoir PNS OI . **188 F**
Switch d'autoprotection boîtier .... **9 F**
Batterie 6 Ah pour PNS OI, 12 V .... **280 F**
Contacts d'ouverture à encastrer ou non, ou chocs . **25 F**
Capots autoprotégés à l'arrachement pour sirène extérieure .... **210 F**
Bouton antipanique (déclenchement alarme 24/24 h) .... **230 F**
Pédale d'alarme pour guichet .... **535 F**
Flash ou girophare pour éclairage extérieur ... **410 F**

DETECTEUR DE FUMEE ET DE CHALEUR

autonome, protection chambre d'enfant, de malade, locaux industriel, etc.

495 F Port 15 F

BARRIERE INFRAROUGE

de 0 à 3 m

PRIX : **490 F**

CLAVIER CODE INTERCHANGEABLE



Commande gache électronique, alarme, etc.

590 F Port 10 F

REMISE 10 %

Pour toute commande supérieure à 3 500 F TTC
TOUS NOS ARTICLES sont livrés avec une notice complète de montage

SIRENES



SS51
Sonorité : Police américaine
- 110 dB - 12 V
- 0,75 A

175 F - port 15 F

SE 21
d'intérieur type haut-parleur
- 110 dB
- 0,75 A

175 F - port 15 F

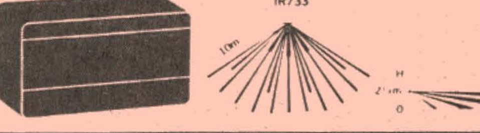
SONORA
à turbine électromécanique
- 108 dB
- 1 A - Ø 70

75 F - port 10 F

Autres SIRENES nous consulter

DETECTEURS INFRAROUGES PASSIFS

IR 733 - IR 734



Ces détecteurs sont sensibles aux rayonnements infrarouges produits par la présence d'un corps humain, et à la variation de température ambiante qu'elle engendre.

1600 F Port inclus

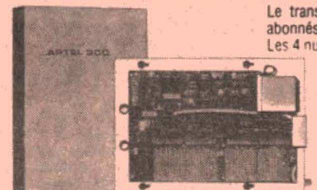
CLAVIER ELECTRONIQUE



avec mémoire 12 h adaptable sur tous postes téléphoniques

430 F Port 15 F

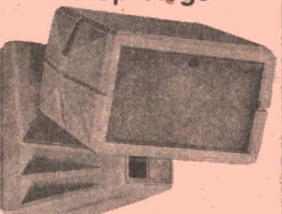
TRANSMETTEUR D'ALARME APTEL 300



Le transmetteur APTEL 300 est un transmetteur d'alarmes capable d'appeler 4 abonnés, par l'intermédiaire du réseau téléphonique général.
Les 4 numéros d'appels sont programmés par l'utilisateur, grâce à une matrice à vis.
Il signale la présence d'une alarme parmi 4, la distinction des alarmes est réalisée par l'émission de signaux sonores caractéristiques, différents.
En option, un magnétophone peut être raccordé pour envoyer 1 message parlé.

3300 F (port inclus)

HF 25 RADAR
enfichable autoprotégé

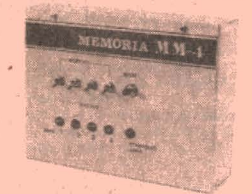


Porté 25 m × 15 avec autoprotection réglable. Traverse petite cloison et vitre, idéal pour pavillon alimentation 11 à 15 V, consommation 200 mA maxi.

PRIX : **1700 F**

TABLEAU D'EXTENSION A 4 ZONES MM 4

Ce tableau permet, à partir d'une centrale d'alarme PNS 01 de disposer de 4 zones



sélectionnables. Supplémentaire voyant de mémorisation d'alarme et un interrupteur de sélection.

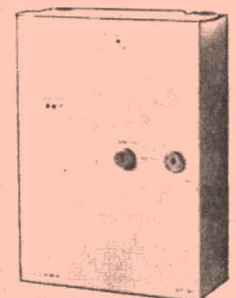
680 F Port 15 F

CENTRALE D'ALARME

ARMOIRE AUTOPROTEGEE AVEC DIODES DE CONTROLE
• Coffret autoprotégé • Alimentation secteur • Chargeur pour batterie au plomb, régulé en tension et courant • 2 circuits d'entrée : Instantané, Retardé normalement - Fermé ou ouvert • 3 temporisations réglables : Temps d'entrée - Temps de sortie - Durée de l'alarme • Circuit anti-hold-up et anti-sabotage 24/24 • Circuit sirène autoalimentée, autoprotégée • Préalarme • Contact auxiliaire 6 A/220 V V.ca • Dimensions : H 315 × L 225 × P 100

PRIX : **1200 F**

BATTERIE **280 F** comprise
Franco de port



CREDIT 80 %

Après acceptation du dossier. Exemple sur 12 mois :
1 550 F = 147,70 F
1 800 F = 171,40 F
2 000 F = 190,50 F
2 200 F = 209,60 F
Assurance comprise, barème janvier 80

PARIS-NORD-SECURITE
22, Boulevard Carnot
93230 SAINT-DENIS

AUCUNE EXPEDITION CONTRE REMBOURSEMENT. Règlement à la commande par chèque ou mandat

PRESSE TECHNIQUE ETRANGERE

Chercheur électronique de métaux

UN appareil de recherche des métaux enfouis dans la terre ou dans des murs, peut rendre d'éminents et fructueux services, lorsque l'opérateur trouve un trésor. Cela ne se produit pas journellement et souvent, on trouve une boîte de conserves généralement vide.

Par contre, si un objet métallique a été perdu et qu'on est sûr qu'il se trouve quelque part dans une aire pas trop importante, il sera plus facile de le trouver avec le chercheur de « trésors ».

L'appareil qui sera décrit ci-après, a été proposé par **Robert Krieger** dans **Popular Electronics**, volume 17, N° 1.

Le principe du fonctionnement du Metal Locator peut être exposé en consultant le schéma simplifié de la figure 1. Ce principe est classique. Deux oscillateurs Colpitts, l'un de recherche (ou d'exploration) et l'autre « local » sont réalisés selon des schémas à peu près identiques. L'un utilise une bobine L_1 qui est la bobine exploratrice, de grandes dimensions et l'autre utilise une bobine L_2 de dimensions normales, incluse dans le montage électronique dont le détail sera analysé plus loin.

Ces deux oscillateurs fonctionnent sur des fréquences presque égales, f_1 pour l'oscillateur à bobine L_1 et f_2 pour l'oscillateur à bobine L_2.

La bobine L_1 est fixe mais sa valeur n'est pas critique. Au point de vue mécanique, c'est elle qui sera mobile car disposée parallèlement à la surface à explorer, elle effectuera une sorte de balayage électronique de cette surface.

La bobine L_2, incluse dans l'appareil de R. Krieger (auteur qui semble habiter l'Australie) est ajustable, afin de créer une différence entre les deux fréquences f_1 et f_2. Remarquons aussi que des prises médianes de L_1 et L_2 sont créées par les capacités C_2-C_3 et C_6-C_7.

Les signaux aux fréquences indiquées sont appliquées à un mélangeur, qui donnera à la sortie, deux signaux, l'un à la fréquence,

$$f_d = | f_1 - f_2 |$$

la différence positive entre,

f_1 et f_2, l'autre à la fréquence,

$$f_s = f_1 + f_2,$$

somme de fréquences composantes.

Ces deux signaux, somme et différence, sont très différents. On a,

$$f_s > f_d$$

Ils sont transmis à un filtre passe-bas qui ne laissera passer que le signal différence qui doit être à basse fréquence, tandis que le signal somme (un signal HF) sera éliminé.

Le signal BF sera alors transmis à un amplificateur BF suivi d'un haut-parleur.

Lorsque l'appareil est terminé, l'accord se fait avec L_2 et C_1, de manière à ce que f_d soit de l'ordre de 50 Hz.

Si un métal se trouve au-dessous de la bobine chercheuse L_1, la fréquence f_1 est modifiée, et il en est de même de f_d, la BF, ce qui avertit l'opérateur qu'il y a quelque chose au-dessous de la bobine.

Passons maintenant à l'analyse du schéma théorique complet de l'appareil, représenté à la figure 2.

Les étages oscillateurs et mélangeurs, utilisent des transistors à effet de champ, canal N, Q_1, Q_2 et Q_3, le dernier étant le mélangeur. L'amplificateur BF est réalisé avec un LM386, tandis que les trois FET sont des 2N5951.

Tous trois sont montés en drain commun, relié directement à la ligne positive.

L'oscillateur Q_1 est en état de réaction positive par le couplage entre le circuit de porte G et celui de source. L'adaptation est faite par la prise capacitive créée par C_2 et C_3 et l'accord est effectué par C_1. Le condensateur C_4 effectue le couplage produisant l'oscillation.

La porte G est polarisée par R_1 et la source S par R_3. Le signal à la fréquence f_1 est transmis par C_9 à l'entrée non inverseuse 3 (+) du mélangeur Q_3 par l'intermédiaire de C_9 de 100 pF.

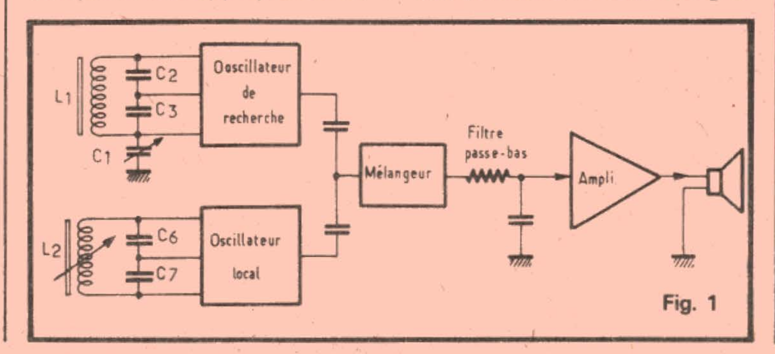


Fig. 1

De la même manière, l'oscillateur Q_2 produit un signal à la fréquence f_2 qui est transmis par C_{10} de 3 pF seulement, à la porte G du mélangeur Q_3.

Le mélangeur donne à la sortie, les signaux somme et différence qui sont transmis par C_{11} au filtre passe-bas, constitué par R_8 et C_{12} qui élimine le signal somme. Le signal différence, BF, est alors disponible sur le potentiomètre R_9 de 5 kΩ qui permet d'appliquer à l'amplificateur BF réalisé avec CI-1, un signal dosé ne le surchargeant pas. Ce CI est monté avec l'entrée inverseuse à la masse. De la sortie 5, le signal amplifié, est transmis par C_{14}, de 100 μF, au jack j_1 permettant le branchement d'un écouteur ou d'un casque, ou d'un haut-parleur de petites dimensions.

L'écouteur ou le casque, permettra de travailler dans un milieu ambiant bruyant. Les fréquences d'accord recommandées sont : f_1 et f_2 de l'ordre de 650 kHz. En accordant L_1 et L_2 de manière à ce que la différence des fréquences soit de 50 Hz par exemple, celle-ci passera à 40 ou à 60 Hz environ, lorsque L_1 aura trouvé le trésor recherché ou tout autre métal.

On a pu trouver du nickel à une distance, à l'air libre, de 152 mm environ entre le métal et L_1.

La bobine L_2 est facile à réaliser. Elle doit s'accorder pour 650 kHz environ, avec la capacité résultante de la mise en série de C_6 de 220 pF et C_7 de 470 pF.

Cette résultante vaut,

$$C_r = \frac{220 \cdot 470}{220 + 470} = 149 \text{ pF}$$

et nous lui ajouterons quelques picofarads pour les capacités parasites. En utilisant la formule de Thomson, écrite sous la forme,

$$L_2 = \frac{1}{4 \pi 2 f_2{}^2 C_r}$$

on trouve, avec C_r = 160 pF

L_2 = 369 μH

L'auteur recommande un cadre miniature sur bâton de ferrite, enroulement petites

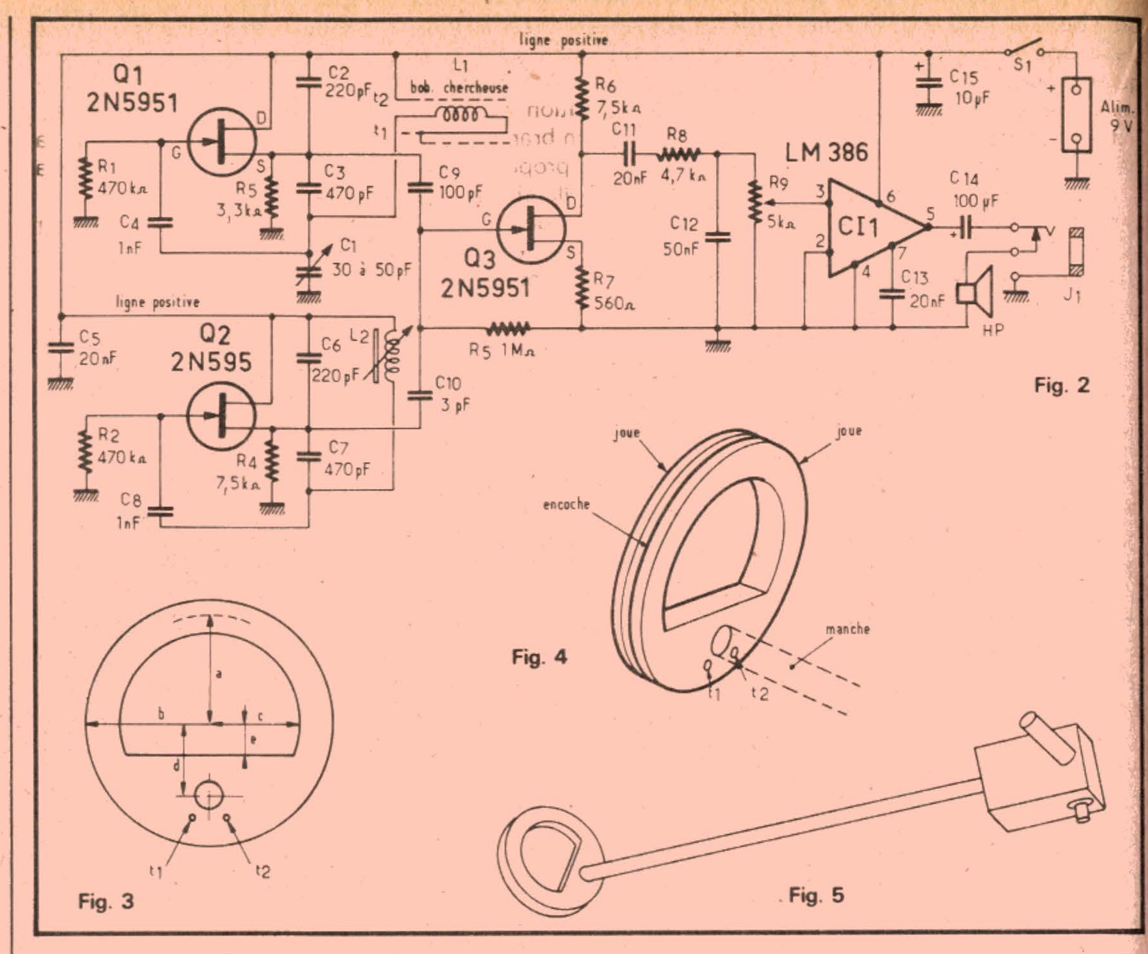


Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

ondes. En ce qui concerne L_1, sa réalisation est assez laborieuse, l'auteur lui consacre plus de deux pages de revue. En résumé, il faut d'abord réaliser une carcasse en bois qui recevra l'enroulement L_1 fixe, mais accordable avec C_1 qui peut se régler entre 3 et 50 pF (ou autres valeurs voisines).

A la figure 3 on a représenté la carcasse vue de face. Elle se compose de deux disques de bois de diamètre 2b, d'un disque intermédiaire de diamètre 2a.

La planche de bois dans laquelle on découpera les cercles, aura une épaisseur de 1/4 de pouce, soit 6,25 mm. Lorsque les deux joues et l'intermédiaire auront été assemblés par collage et pressage, on pratiquera un découpage qui sera une fraction de cercle ayant la forme d'un D comme indiqué sur la figure. Ses dimensions sont : diamètre **2c**, la partie découpée du demi-cercle inférieur étant haute de **e**.

D'autre part, on pratiquera un trou T de 20 mm environ pour le passage du « manche à balai ». Le trou T sera percé de manière à ce que le manche ne soit pas perpendiculaire à la bobine, mais incliné. Le centre du trou sera distant de celui de la carcasse de d millimètres.

Voici les dimensions indiquées, en millimètres :

2 b = 146 mm,
2 a = 127 mm,
c = 50,8 mm,
d = 46 mm,
e = d/2 environ,

les deux trous t_1 et t_2 étant de 1,6 mm environ nécessaires pour les sorties du fil qui constituera L_1.

A la figure 4, on donne l'aspect de la carcasse terminée. La bobine L_1 possède 20 spires de fil n° 28, c'est-à-dire de 0,32 mm de diamètre, isolé à l'émail ou mieux, au mylar (ou autre plastique).

Sa longueur totale est facile à déterminer. En comptant sur un diamètre de bobine de 2b = 146 mm, la longueur d'une spire est 3,14 . 146 = 458 mm ou 45,8 cm. Comme le nombre des spires est 20, la longueur totale du fil de 0,32 mm de diamètre est,

20 . 45,8 = 916 cm

Le problème qui se pose est celui du blindage de la bobine, indispensable dans le cas d'un appareil de ce genre.

A cet effet, on se procurera une tresse de câble coaxial RG58U longue de 40 cm environ (un peu moins que la longueur d'une spire de L_1. Cette tresse est en cuivre. On l'obtiendra en enlevant d'abord la couche isolante protectrice et ensuite le conducteur intérieur.

La tresse étant acquise, on l'enroulera dans l'encoche de la carcasse de manière à ce que ses deux extrémités soient proches des trous t_1 et t_2 (voir fig. 3 et 4). Cela effectué, on commencera par monter les 20 spires de l'enroulement de L_1. Une extrémité du fil sera débarrassée de son isolant et fixée à une cosse de la borne montée en t_1. On passera l'autre extrémité du fil dans l'entrée de la tresse et on poussera le fil de manière à ce que la première spire ait pénétré dans la tresse. On continuera ainsi en introduisant dans la tresse, 19 autres spires de L_1.

Lorsque les 20 spires auront été introduites dans la tresse,

on coupera l'extrémité finale de la bobine de manière à ce qu'elle puisse se fixer sur la cosse de t_2. Bien entendu, les extrémités de L_1 seront soudées à ces cosses.

Egalement, deux autres cosses permettront la soudure de deux fils conducteurs donnant ainsi le branchement de la bobine à la ligne positive et C_1 et C_3 (voir le schéma de l'appareil).

A noter que la tresse sera également soudée à t_2, donc connectée à la ligne positive sans quoi, il n'y aurait pas de blindage. Remarquons que la ligne positive est découplée vers la masse par C_{15} de 10 μF.

Voici quelques recommandations concernant l'emploi de cet appareil. En premier lieu, accorder L_2 avec son noyau et L_1 avec C_1, de manière à ce que le son à 50 Hz environ soit obtenu.

Ensuite, explorer avec L_1 les surfaces d'aspects métalliques quelconques à la portée de la main pour se familiariser avec l'emploi de ce chercheur de métaux. On constatera que la BF variera d'autant plus que l'objet sera grand et qu'il sera proche de la bobine exploratrice. Pour mieux percevoir le son et surtout sa variation de hauteur, on pourra avoir recours au casque, choisi parmi des modèles sensibles. Voici à la figure 5 l'aspect du chercheur de trésors, avec la bobine L_1 en bas, le manche incliné et l'appareil en haut.

Base de temps TBF pour oscilloscopes

Dans **Electronics engineering**, volume 52, N° 634, **P. W. Rhodes** de Nouvelle-Zélande, propose un montage autonome de base de temps de déviation horizontale, permettant d'effectuer des déviations de très longue durée.

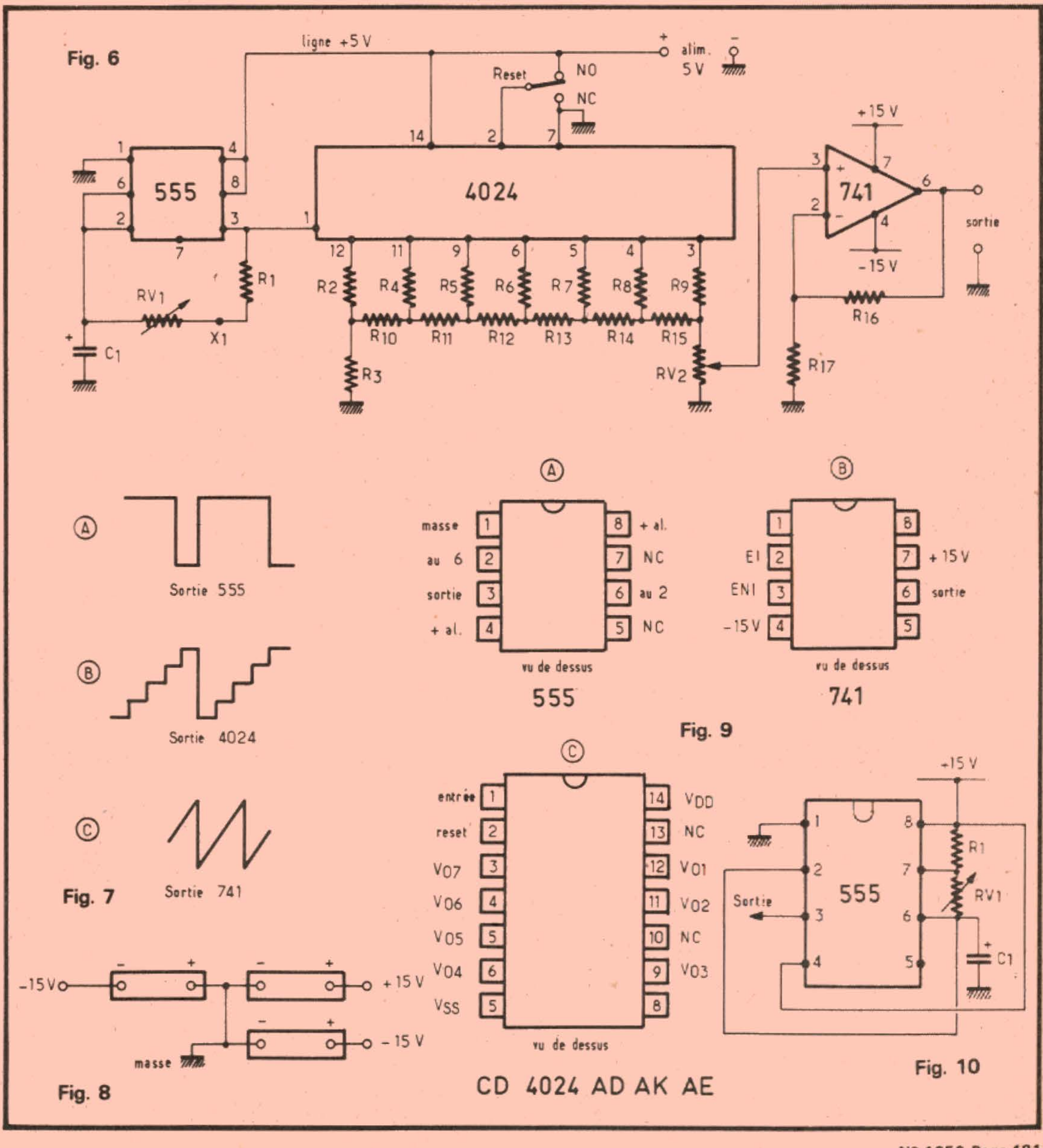
Cette base de temps est utile lorsque la base de temps incorporée dans l'oscilloscope que l'on possède, ne peut pas fournir des signaux en dents de scie aux TBF, pour l'étude des phénomènes lents et très lents. Il est toutefois nécessaire que l'oscilloscope possède une entrée de déviation horizontale, à laquelle on branchera la base de temps proposée par P.W. Rhodes. Celle-ci donnera des signaux de déviation à 100 ms/cm. Par exemple, pour une déviation horizontale totale de 10 cm, la durée du déplacement horizontal du spot sera 1 000 ms = 1 s. Des durées supérieures seront obtenues en utilisant le montage considéré, dont voici une analyse rapide.

D'abord, celui-ci utilise un 555 comme générateur de tensions rectangulaires. Le montage est représenté par le schéma de la figure 6. Le 555 est monté en multivibrateur astable selon un schéma différent de celui classique. On retrouve les points 1 à la masse, 4 et 8 au + 5 V, 2 et 6 au condensateur C_1 associé à la résistance R_1 + RV1. Grâce à RV1 on pourra faire varier la fréquence du signal obtenu à la sortie.

La forme de ce signal est indiquée en (A) de la figure 7. Il s'agit d'un signal rectangulaire à impulsions négatives, donc période partielle t_1 plus grande que période partielle t_2. La fréquence et le rapport cyclique dépendent de R_1 + RV1 et de C_1. On voit ensuite que le signal (A) est transmis du point 3 du 555 au point d'entrée 1 du compteur-diviseur de fréquence CD4024 du type AD, AK ou AE. A noter que d'autres versions de ce CI ont des brochages différents de ceux indiqués sur le schéma.

Le CD4024 (CMOS ou COS-MOS) est un compteur binaire à 7 étages. Ce CI, associé au réseau Ladder à résistances, dessiné au-dessus du CI, constitue un générateur linéaire de tension à échelons produisant 2^7 marches au point 3, du 741, connecté à la sortie du 4024, au curseur du potentiomètre RV2. Grâce à ce potentiomètre on pourra doser la tension appliquée à l'entrée non inverseuse du 741.

A la figure 7 (B) on indique la forme d'une tension en échelons (ou marche d'escalier). Pour obtenir une bonne linéarité de la tension (B), il faut que les résistances R_2 à R_{15} qui constituent le LADDER soient exactes à ± 2 % ou mieux si possible. Dans ce cas, le signal en dents de scie (signal (C) figure 7) sera linéaire, donc,



aussi la déviation horizontale du spot, sur l'écran de l'oscilloscope, de gauche à droite. Le réglage de VR2 permettra de faire varier la tension de sortie entre 0 et 13 V. Cela implique une entrée « horizontale » de l'oscilloscope sur un amplificateur.

Les potentiomètres RV1 et RV2 doivent être de haute qualité et à 10 tours de variation totale de la résistance en service, entre curseur et une extrémité. La durée de la déviation est donnée par la formule approximative.

$t_d = 179 (R_1 + RV_1) C_1$

Valable avec t_d en secondes si R_1 et RV_1 sont en MΩ et C_1 en µF (ou R en ohms et C en farads).

Avec les valeurs des composants que nous donnons ci-après, t_d pourra varier entre 0,8 et 70 s.

Voici ces valeurs :

Résistances : R_1 = 1 kΩ, R_2 à R_9 = 150 kΩ, R_{10} à R_{15} = 75 kΩ, VR1 = 100 kΩ, VR2 = 200 kΩ, C_1 = 3,2 µF.

Pour obtenir 3,2 µF (valeur non critique), on pourra monter en parallèle un condensateur de 2,2 µF sur un condensateur de 1 µF.

Vérifions la valeur de t_d. Si R_1 = 0,001 MΩ et RV_1 = 0,1 MΩ, on a,

t_d = 179 . 0,101 . 3,2 secondes, ce qui donne,

t_d = 57,87 s.

(au lieu de 70 s indiquées par l'auteur).

Si R_1 = 0,001 MΩ et RV1 = 0, on obtient,

t_d = 179 . 0,007 . 3,2,

ou t_d = 0,57 s (au lieu de 0,8 s).

Les valeurs indiquées dans l'article original sont sans doute d'ordre expérimental, car les valeurs de R_1, RV1 et C_1 ne sont nullement critiques, comme le sont celles du LADDER R_2 à R_{15}. Cet appareil nécessite deux alimentations, l'une de 5 V et l'autre de ± 15 V. Leur branchement est indiqué à la figure 8. A noter que la masse est au point commun – de la source de 5 V et des pôles – de la source positive et + de la source négative.

A la figure 9 on donne le brochage des trois circuits intégrés utilisés dans cette base de temps. Ceux du 555 (en A) et du 741 (en B) sont les versions 8 points terminaux : 8 broches ou 8 fils, même brochage. Pour le CD4024, adopter une des versions spécifiées. Dans le montage de ce circuit intégré, l'entrée est au point 1, le + 5 V en V_{DD} point 14, la masse en V_{ss} point 7, les sorties V_o aux points 3, 4, 5, 6, 9, 11, 12. Pas de connexions aux points NC : 10 et 13.

Pour régler l'appareil, agir sur les potentiomètres RV1 et RV2. Le premier étant réglé sur une durée de déviation horizontale quelconque, tourner RV2 pour obtenir sur la sortie de cette base de temps (point 6 du 741) une tension de 13 V, au maximum et 0 V au minimum.

Brancher la sortie à l'entrée H de l'oscilloscope et régler avec RV2 et le potentiomètre de gain de l'oscilloscope, de manière à ce que le balayage horizontal soit suffisant. Ensuite, agir sur RV1 pour obtenir la durée désirée de déviation horizontale du spot.

Ne pas trop pousser la luminosité du spot apparaissant sur l'écran de l'oscilloscope si le balayage est à faible vitesse car on pourrait abimer la couche fluorescente de l'écran. Le commutateur connecté aux points 14, 2, 7 du 4024, permet la remise à zéro. Le fonctionnement est en position NO.

On remarquera le montage particulier du multivibrateur astable réalisable avec le 555. Si l'on désire adopter le montage classique, modifier celui proposé de la manière suivante :

1° déconnecter R_1 du point 3 et la relier aux points 4 et 8 réunis ;

2° relier le point X_1 commun à RV1 et R_1, au point 7 du 555 (voir fig. 10).

Générateur de signaux « musicaux » aléatoires

Dans la revue **Tekelec Airtronic Actualité** N° 76 (février 80), nous relevons la description rapide d'un synthétiseur de musique électronique donnant des signaux pseudo aléatoires, utilisant deux circuits intégrés EXAR, le XR2207 et le XR2240, qui ont déjà été cités dans d'autres articles parus dans notre revue. Le schéma général du synthétiseur est donné à la figure 11 et on constate immédiatement que l'appareil ne doit pas être difficile à réaliser matériellement, ce schéma étant presque un plan de câblage avec platine vue de la face des composants.

Aux figures 12 et 13, on donne les brochages des deux CI, avec leur composition interne.

On peut voir que le XR2207 comprend un oscillateur VCO (commandé par une tension) des commutateurs de courant et deux amplificateurs A_1 et A_2 fournissant aux sorties 14 et 13, des signaux triangulaires et rectangulaires respectivement, de même fréquence. Une sélection binaire est possible par les points 9 et 8 du XR2207. Les quatre commutateurs internes de courant de ce CI permettent à l'oscillateur de produire quatre signaux de fréquences sélectionnés à l'aide des deux entrées binaires.

D'autre part, le compteur temporisateur XR2240 possède une base de temps interne, une bascule FF et un compteur programmable 8 bits comme on peut le voir à la figure 13.

A noter que les huit sorties (points 1 à 8 du CI) sont à collecteur ouvert, ce qui signifie que les charges ne sont pas à l'intérieur et peuvent être utilisées séparément ou connectées en configuration OU.

Revenons au schéma de l'appareil, figure 11.

Le montage comporte : les branchements des composants au point V + de 12 V et à la masse, négatif de la source unique d'alimentation, la connexion au haut-parleur par l'intermédiaire d'un transformateur adaptateur TS, les réglages R_1 à R_6, R_7 et R_0, l'interrupteur S_1.

La fréquence des sons produits par le XR2207 est déterminée par la capacité de C_1 et les valeurs des résistances R_1 à R_6, celles-ci étant variables ou ajustables, le « compositeur » pourra choisir les notes qui lui agréent le mieux. En somme, avec ces résistances, on éta-

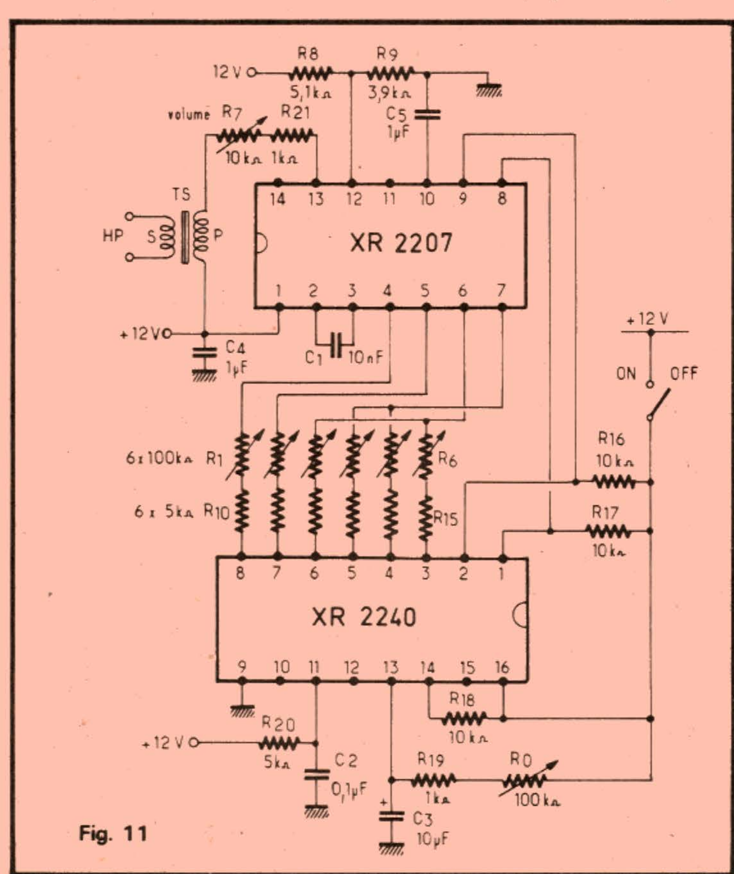


Fig. 11

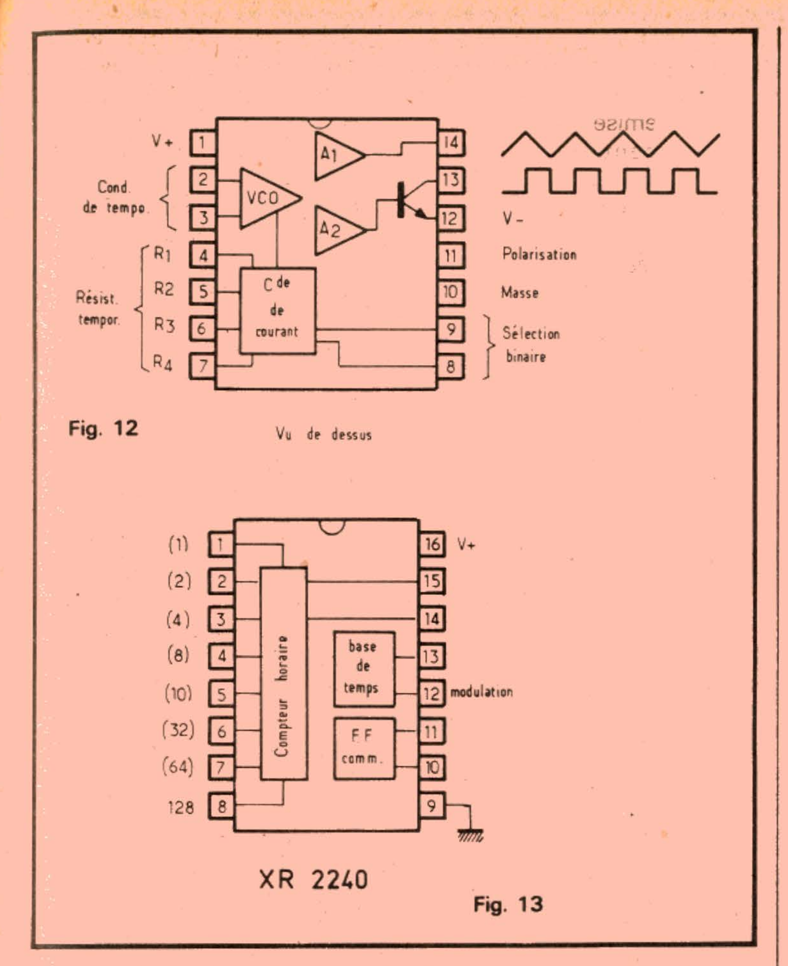


Fig. 12

Fig. 13

blira la mélodie de la séquence.

Le XR2240 génère les impulsions pseudo aléatoires correspondant à la programmation désirée. Les sorties 1 à 8 sélectionnent les résistances R_1 à R_6 de l'oscillateur.

D'autre part le Tempo (rapidité de l'exécution) est déterminé par le réglage de la base de temps du XR2240 effectué avec R_0 associé à C_3 de 10 nF. La capacité de C_3 convient à la gamme de fréquences pouvant être obtenue avec le réglage de R_0 de 100 kΩ, monté en série avec la résistance fixe R_{19} de 1 kΩ, entre les points 13 et 16 du CI.

Par le choix du câblage des sorties 4, 7, 3 et 6 du XR2240, on pourra programmer la séquence des impulsions. Remarquons que les points 5 et 6 du XR2207 aboutissent aux points 7, 4, 6, 3 du XR2240.

Les impulsions pseudo aléatoires du compteur temporisateur se répètent à des intervalles de 8 bits (ou 256 impulsions de comptage).

La durée de la séquence sera d'une à deux minutes, dépendant du rythme. Au moment de la mise en marche (S_1 en position ON) le compteur temporisateur est à zéro donc la séquence musicale commence toujours au même endroit. Cet appareil possède aussi un réglage de volume R_7 de 10 kΩ, cette résistance étant parcourue par le courant primaire du transformateur de sortie.

Le primaire P doit être à l'impédance Z_p de l'ordre de 1 000 Ω et le secondaire S, de valeur correspondant à celle du haut-parleur, par exemple 4 Ω. Dans ce cas, le rapport des impédances est 1 000/4 = 250 et celui du nombre des spires, la racine carrée de 250, c'est-à-dire 15,8 pratiquement toute valeur voisine.

On pourra aussi connecter à la place du haut-parleur, un amplificateur de puissance, mais dans la plupart des applications une grande puissance ne sera pas nécessaire. La valeur de Z_p n'est pas critique.

Pour l'arrêt de l'appareil, on pourra prévoir un autre interrupteur relié à tous les points + 12 V et au + de la source d'alimentation si celle-ci est une batterie. ■



REVERBERATION

DANS le précédent ABC de l'électronique (voir le Haut-Parleur d'avril 1980) nous avons abordé l'étude des montages électroniques de réverbération, imitant la propriété de certains locaux de grand volume, de répéter plusieurs fois les sons émis par un orgue ou autre instrument, y compris la voix humaine.

Après le phasing, on a décrit des montages de réverbération utilisant des tubes associés à des haut-parleurs et des microphones. Ensuite on a donné le schéma d'un montage à ressorts (voir la figure 14 de notre précédent ABC).

Ce montage stéréophonique est muni de circuits intégrés, ce qui a simplifié le schéma proposé par National.

Voici la suite de l'étude de ce réverbérateur. On a donné à la figure 15 (voir ABC précédent) sa courbe de réponse.

Mode de calcul

Connaissant les fréquences caractéristiques du montage, on pourra procéder au calcul des composants.

Le gain A_o est donné par le rapport R_2/R_1 à l'aide de la relation,

$$A_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (1)$$

C'est le gain à la fréquence charnière f_2.

La partie « HF » de la courbe est déterminée par R_3 et C_2. Cette partie commence à f_2 et se termine à f_3. On a,

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2} \qquad (2)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2} \qquad (3)$$

On trouve f_2 = 10 kHz, f_3 = 100 kHz.

La chute de gain est arrêtée à f_3 pour laquelle le gain de l'amplificateur n'est pas diminué de moins de 20 dB, ce qui conserve la stabilité.

Noter que le LM377 n'a pas un gain unité stable. Les résistances R_5 et R_6 ont été choisies pour obtenir une polarisation correcte de la sortie du LM387 à la tension moitié de celle de l'alimentation, donc 26/2 V.

La fréquence charnière « BF », f_1 est fixée par les valeurs de R_7 et R_8 et on a,

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_7 C_8} \qquad (4)$$

on trouve f_1 = 100 Hz.

Les valeurs de f_4 et f_5 sont,

$$f_4 = \frac{1}{2\pi R_6 C_7} \qquad (5)$$

et,

$$f_5 = \frac{1}{2\pi R_8 C_7} \qquad (6)$$

on trouve
f_4 = 7 kHz et f_5 = 70 kHz.

La même stabilité est exigée pour les deux CI, LM387 et LM377. Pour la polarisation de l'amplificateur sommateur final LM387 on a utilisé R_9 et R_{10}.

A la sortie de cet amplificateur on a additionné (ou mélangé !) le signal original avec le signal retardé.

On a

$$-V_{out} = \frac{R_9}{R_{12}} V_s + \frac{R_9}{R_{11}} V_D$$

ou,
V_s = signal original,
V_D = signal retardé.

Le signal de sortie est approximativement égal à la moitié du signal original et à l'intégralité du signal retardé.

Remarquons que ce dernier est amplifié par l'étape de récupération avant d'être transmis à l'étage final sommateur à CI LM387 composé de deux éléments de ce circuit intégré qui en a quatre, les

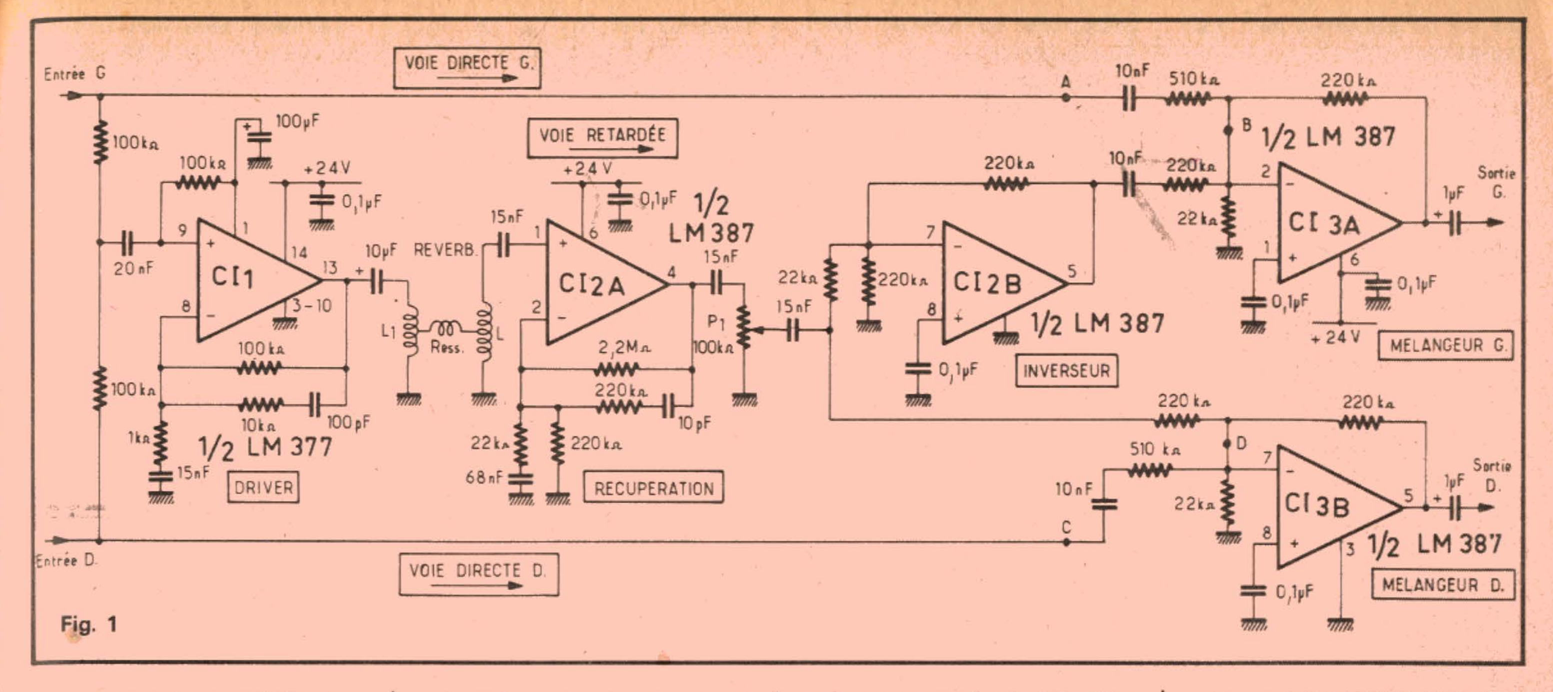


Fig. 1

deux autres étant utilisés dans l'amplificateur de récupération.

Autre amplificateur de réverbération

Voici à la figure 1 du présent ABC, le schéma de cet amplificateur qui est particulièrement intéressant car il peut être utilisé pour divers effets spéciaux comme les suivants :

1° emploi après une source monophonique, à FM ou AM, ou disque monophonique, etc. On obtient un effet pseudo-stéréo,

2° emploi comme dispositif supplémentaire d'un ensemble stéréo deux canaux pour produire un effet « spatial » spectaculaire, à quatre canaux.

Il y a deux entrées, G et D que l'on branchera normalement à la sortie d'un décodeur stéréo deux canaux.

S'il s'agit d'un signal monophonique les deux entrées sont réunies. En cas de stéréophonie CI-1 recevra un signal G à l'entrée 9 (+) et un signal D à l'entrée 8 (–), ce qui donnera à la sortie un signal G-D qui sera appliqué au ressort de réverbération, disposé entre les deux bobines d'adaptation.

On constate que dans ce montage, il n'y a qu'un seul dispositif de retard au lieu de deux. Ensuite, le signal G-D retardé est appliqué à l'entrée non inverseuse 1 (+) de CI-2A (LM387) qui l'amplifie.

A sa sortie on trouve le potentiomètre P_1 de 100 kΩ qui atténue le signal retardé jusqu'à la valeur désirée.

Le curseur de P_1 est relié par un circuit série CR à l'entrée inverseuse de CI-2 B. Ce CI sert d'inverseur. En effet, sa sortie 5 est reliée à l'entrée inverseuse de CI-3A tandis que l'entrée 7 est reliée à l'entrée 7 (–) de CI-3B.

Les signaux sur les entrées des deux éléments A et B sont par conséquent inversés et il en est de même des signaux des sorties. De ce fait, la situation est la suivante :

Sortie G : signal G non inversé + signal retardé inversé.

Sortie D : signal D inversé + signal retardé inversé.

Cela permet d'obtenir deux autres canaux placés à l'arrière de la salle.

En cas de source monophonique les deux entrées G et D sont réunies ce qui donne :

Sortie G : signal d'entrée – signal retardé.

Sortie D : signal d'entrée + signal retardé.

Utilisation directe sur haut-parleurs dans de petites salles ou sur automobile.

Pour plus de puissance, remplacer le LM387 final (CI-3) par le montage de la figure suivante, décrit ci-après.

Etage de puissance

On retrouve sur le schéma de la figure 2 les points A, B, C, D correspondant à ceux de la figure précédente.

Un seul CI LM377, 378, 379 comporte deux éléments. Les deux sont attaqués sur l'entrée inverseuse.

Avec un LM377 on obtiendra deux fois 2 W ; avec un LM378 on obtiendra deux fois 4 W et avec un LM379, deux fois 6 W.

Amplificateur de puissance 40 W ou stéréo 2 × 40 W

Introduction

Pour de nombreuses applications et en particulier, pour la réverbération, un amplificateur

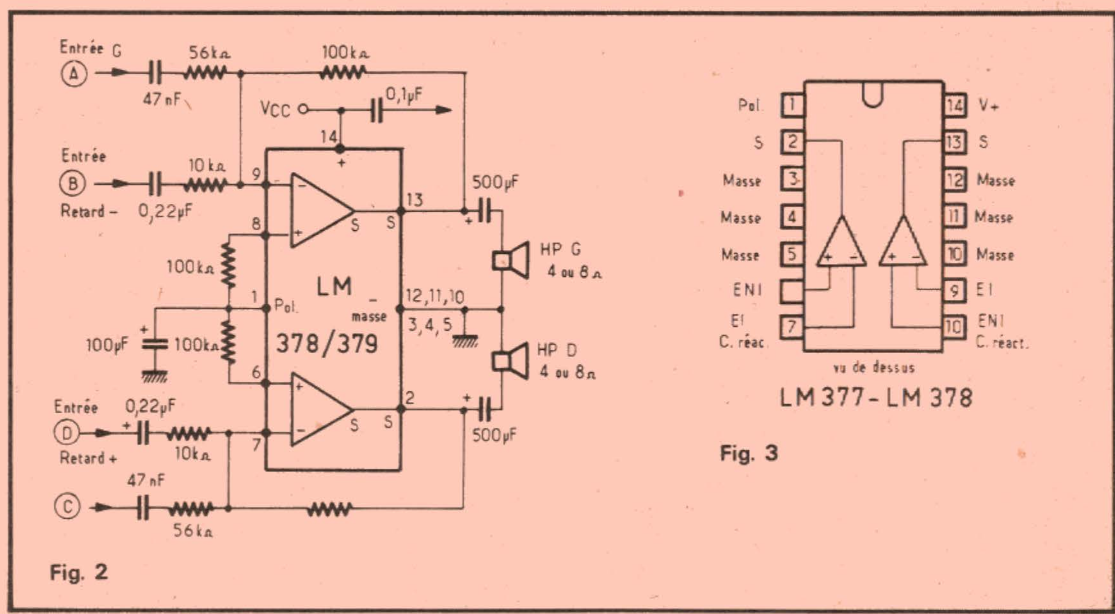


Fig. 2

Fig. 3

de grande puissance peut être nécessaire.

Celui que nous allons décrire est proposé par la RCA. Il utilise des transistors de la série « RCA » et donne 40 W par canal. Les transistors qui sont indiqués sur le schéma de la figure 4 sont : Q_1 = Q_2 = RCA 1A02, Q_3 = RCA 1A01, Q_4 = RCA 1A06, Q_5 = RCA 1018, Q_6 = RCA 1A19, Q_7 = RCA 1A05, Q_7 = Q_8 = RCA 1C09.

L'amplificateur fonctionne sous deux fois 32 V, l'alimentation étant fournie par un montage fonctionnant sur l'alternatif que nous analyserons plus loin.

On peut voir que les transistors finals sont les types RCA 1C109. L'appareil est réalisable, outre les transistors, avec du matériel courant. Le HP est de 8 Ω (50 W minimum). Une bobine de 10 μH est facile à réaliser soi-même si on ne la trouve pas dans le commerce. La bobine L_1 de 10 μH existe aux USA, fabriquée par Miller (nº 4622). Il faut que le fil utilisé laisse passer 15 A. Sa résistance en continu devra être faible donc, utiliser du fil de fort diamètre.

Toutes les résistances doivent être de 0,5 W sauf indication différente. La partie encadrée par un rectangle pointillé est le circuit de protection.

Analyse du montage

Partons maintenant de l'entrée de l'amplificateur, réalisable avec une fiche d'un type normalisé, avec blindage à la masse. Le signal est transmis par C_1 et R_1 à la base de Q_1 qui, avec Q_2 constitue une paire différentielle à sorties par les collecteurs.

Le collecteur de Q_1 est relié directement à la base de Q_3, monté en émetteur commun avec découplage partiel par C_8 de 20 nF. Du collecteur de Q_3, le signal amplifié est transmis par R_{11}-C_9 à la base de Q_2 dont le collecteur est relié à la base de Q_9 qui est le transistor final du push-pull à symétrie quasi complémentaire, du type RCA 1C09 (Q_9).

D'autre part, le signal de collecteur de Q_3 est également transmis par R_{11}-C_9, D_2, D_3, D_4 et R_{10A} à la base de Q_4 monté en collecteur commun.

Le signal de sortie, pris sur l'émetteur de Q_4 est transmis par liaison directe à la base du transistor final Q_2.

Deux contre-réactions sont prévues entre la sortie de l'amplificateur et l'étage d'entrée. L'une est effectuée entre le haut-parleur de 8 Ω, par C_3, le collecteur de Q_1, d'autre part, du point commun de L_1 et R_{23} pour aboutir par R_6, à la base de Q_2.

Remarquons les deux lignes + 32 V et – 32 V et la masse représentée par son symbole.

Alimentation ± 32 V

L'alimentation est représentée à la figure 5. Son montage est classique.

Le transformateur d'alimentation doit avoir un primaire adapté ou adaptable à la tension du secteur, par exemple 110, 117, 220, 240 V. Le fusible est de 2 A pour 110 à 130 V et de 1 A pour 200 à 240 V. Un interrupteur double a été prévu, un élément par fil.

Le secondaire doit être de deux fois 22 V (soit 44 V) avec prise médiane constituant la masse de l'ensemble.

Avec un pont constitué par quatre 1N1614 (RCA), on redresse le courant alternatif et on obtient à la sortie de cette partie, deux fois 32 V, c'est-à-dire l'alimentation positive aux bornes de C_8 et l'alimentation négative aux bornes de C_9 et commun à la masse. A noter la forte valeur des condensateurs de filtrage, 3500 μF, 50 V, à monter sur l'alimentation.

Le courant du secondaire est de 4 A, ce qui correspond sur cet enroulement à une puissance de 40 . 4 = 160 VA. On doit s'attendre à un encombrement et poids importants pour le transformateur TA.

En cas de montage à deux canaux, on reproduira le même schéma pour le deuxième canal. La même alimentation pourra servir pour les deux canaux mais dans ce cas, le secondaire sera de 8 A au lieu de 4 A.

A noter toutefois qu'il y a souvent intérêt à alimenter

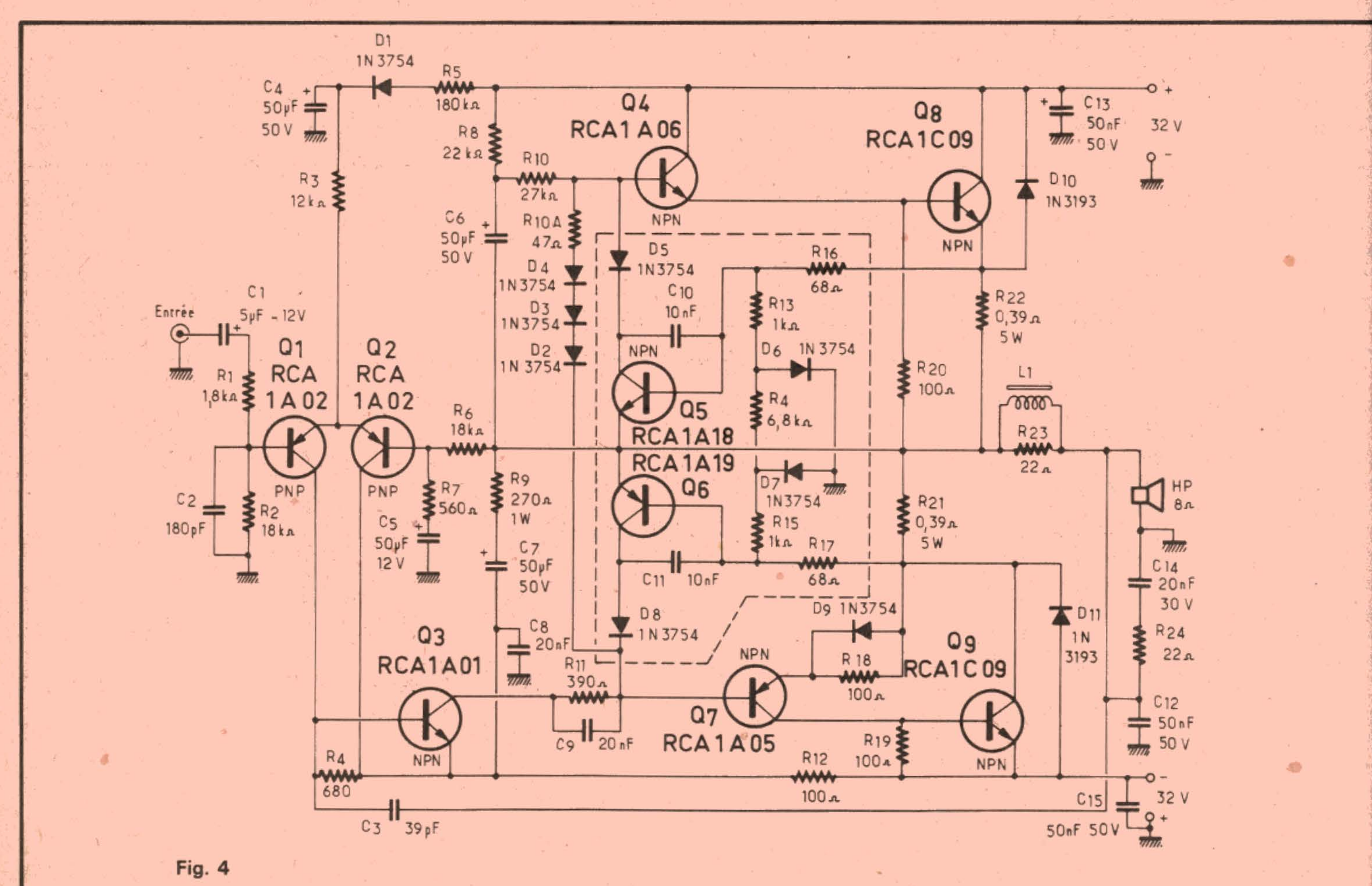


Fig. 4

séparément chaque amplificateur car s'il y a panne sur un canal l'autre pourrait fonctionner correctement. De même, en cas de reproduction monophonique, on aura les possibilités suivantes :

1° reproduction à 80 W sur les deux canaux en parallèle,

2° et 3° reproduction à 40 W sur un des canaux, d'où économie car on n'a pas souvent besoin de 80 W chez soi.

Les transistors

Voici quelques renseignements sur les transistors utilisés dans ce montage.

En raison de leur nombre et de leur prix total, s'assurer qu'ils sont disponibles avant d'entreprendre le montage de l'appareil. Ce montage est délicat et ne peut être effectué que par des techniciens très avertis dans les dispositifs BF de grande puissance ou être aidés et conseillés par des amis, également très avertis.

Les transistors RCA C109, utilisés dans l'étage final, sont présentés en boîtier JEDEC TO22 AB comme on peut le voir à la figure 6.

On pourra grâce au trou C, fixer très solidement la patte métallique reliée au collecteur, au radiateur dissipateur de chaleur, selon les instructions du fabricant. Faire bien attention à ne pas confondre le fil de base B avec celui d'émetteur E, car dans tous les cas le collecteur est au milieu. Le circuit de collecteur étant relié à la patte, celle-ci sera isolée du radiateur par une feuille de mica ou mieux, isoler de la masse, le radiateur dissipateur de chaleur n'étant plus isolé de la patte du boîtier.

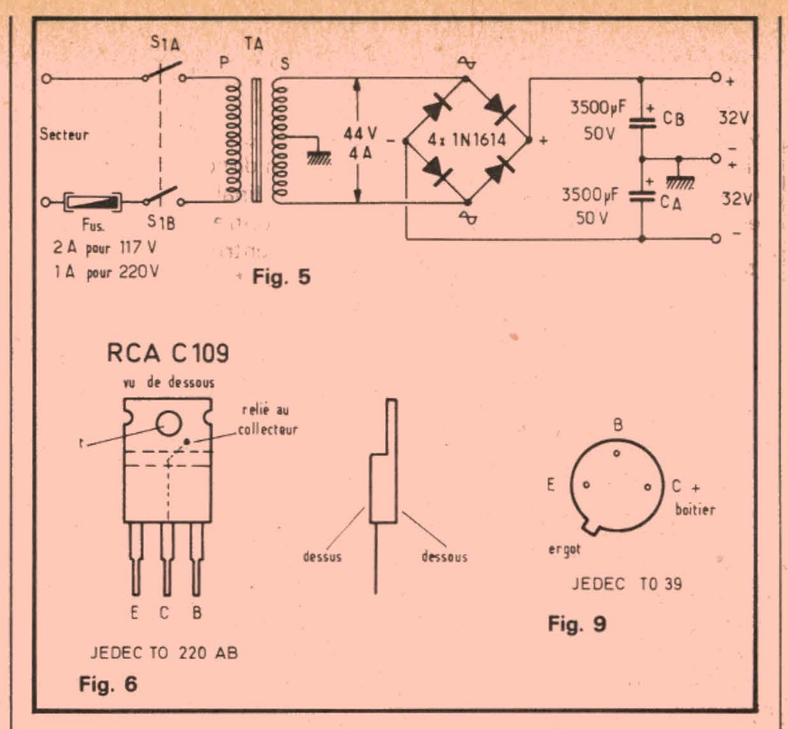


Fig. 5

Fig. 6

Fig. 9

A la figure 7 on donne une famille de courbes indiquant la dissipation du transistor final P_T en watts, en fonction du nombre des cycles thermiques, le paramètre étant la variation de température ΔT_c du boîtier depuis 20 °C jusqu'à 120 °C.

La courbe limite à 150 °C la température admissible. A la figure 8 on donne le courant de collecteur (en ampères et en ordonnées) en fonction de la tension de collecteur (en abscisses).

La droite horizontale (parallèle à l'axe des tensions) donne I_{max}, soit 10 A, au régime d'impulsions.

En ordonnées (à droite) on donne le gain de puissance, avec la durée des impulsions comme paramètre.

Bobine L

Voici maintenant comment réaliser soi-même la bobine L qui est montée dans le circuit de l'étage final. On utilisera l'abaque de la figure 10 qui est valable pour la détermination des bobines de 1 à 30 µH, celles-ci ayant un diamètre double de la longueur de l'enroulement.

Dans notre cas, L = 10 µH et nous adopterons cette valeur pour illustrer le mode d'emploi de l'abaque.

On part de l'échelle N sur laquelle on choisit le nombre des spires de la bobine.

Nous avons choisi N = 10 spires.

La droite X joint sur l'échelle B, la valeur du coefficient de self-induction L requis en l'espèce 10 µH. Cette droite coupe l'échelle D qui donne le

Fig. 7

Fig. 8

Fig. 10

diamètre de la bobine au point D = 90 mm environ.

De ce point on trace la droite Y qui doit aboutir au point N' = 10 (donc N' = N) de l'échelle des ordonnées de l'abaque A. Cette droite Y coupe les diverses obliques qui représentent le diamètre d du fil de cuivre à choisir, depuis 0,25 mm jusqu'à 3 mm.

Le choix se fait par l'utilisateur en fonction du courant qui devra passer par la bobine L.

Nous avons choisi le point P sur la droite d = 3 mm. Cela se justifie par le fait qu'un fil de cuivre de 3 mm de diamètre est apte à transmettre un courant jusqu'à 21 A avec une densité de courant de 3 A par mm^2 de section.

En effet, si d = 3 mm, la section est,

$$s = \frac{\pi d^2}{4}\ mm^2$$

ce qui donne,
$s = 7{,}06\ mm^2$

donc pouvant laisser passer 21 A.

Indiquons aussi que si la densité de courant est différente on aura :

densité de courant $2A/mm^2$: 14,4 A de courant passant ;

densité de courant $1{,}5\ A/mm^2$: 10 A

Bien entendu, plus la densité est réduite, moins le fil s'échauffera et moindre sera la chute de tension. La résistance de fil de 3 mm est de 0,25 Ω par 100 m. Dans notre exemple, la longueur des 10 spires enroulées sur un tube de 90 mm de diamètre est,
10 . 2 . 45 = 2827 mm = 2,827 mètres

La résistance est donc 0,0025 Ω par mètre et par conséquent, pour 2,827 mètres, elle est,
R = 2,827 . 0,0025 = 0,00717 Ω

Mesures

Pratiquement, il est conseillé de procéder de la manière suivante.

Se procurer un tube de 80 à 100 mm de diamètre, long de 100 mm. Avec du fil de 3 mm de diamètre, bobiner 12 ou un plus grand nombre de spires jointives, le fil étant émaillé.

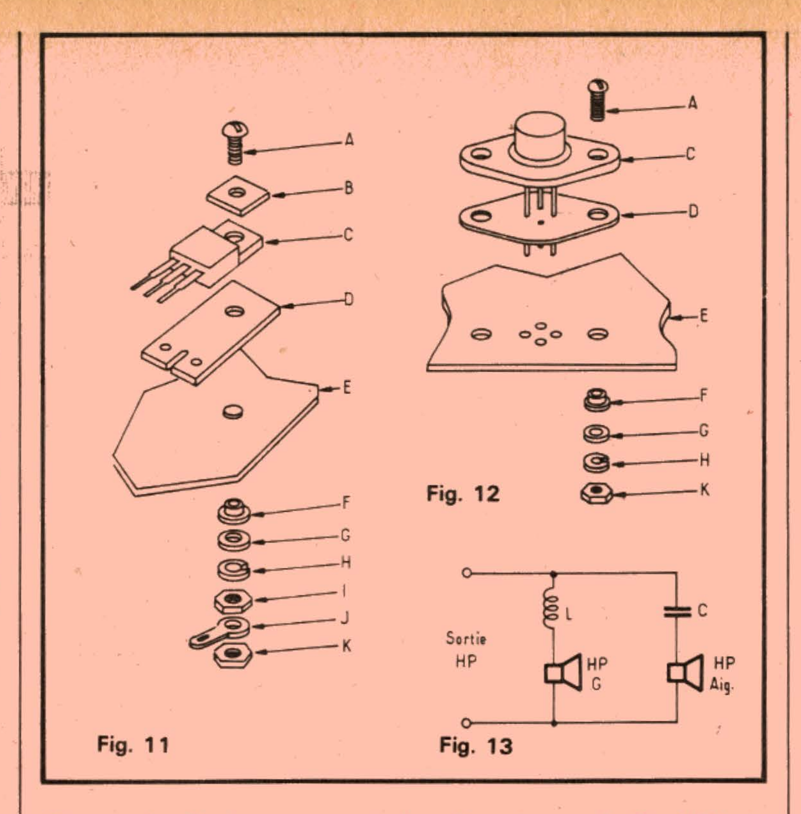


Fig. 11

Fig. 12

Fig. 13

Mesurer L. On trouvera une valeur supérieure à 10 μH. Enlever du fil jusqu'à obtention de la valeur fixée. La mesure est conseillée car l'abaque ne peut donner que des valeurs approximatives dans ce genre de détermination.

Boîtiers

Voici au tableau I, les caractéristiques électriques du RCA 1C09.

En ce qui concerne Q_4 et Q_7, il est nécessaire de les monter également sur radiateur dissipateur de chaleur. Leur boîtier est comme celui de la figure 6. Dans le cas de Q_4 = RCA 1C05, il s'agit d'un PNP. Le collecteur étant relié à la patte métallique, l'examen du schéma montre que le collecteur doit être mis à la ligne négative, donc isolation entre patte et radiateur.

Dans le cas de Q_4, NPN, le collecteur est au + 32 V, donc isolation également. Si toutefois on isole le radiateur, celui-ci ne sera pas isolé de la patte du boîtier. Le boîtier des transistors Q_1 = Q_2 = RC 1A02 est représenté à la figure 9. On identifiera l'émetteur E qui est plus près de l'ergot que le collecteur C, la base étant entre les deux.

Le boîtier métallique est relié au collecteur C, donc attention à ce qu'il ne touche pas un point voisin.

Voyons maintenant le branchement du transistor RCA 1A01 (Q_3), un PNP.

Son embase est celle de la figure 9. La patte de collecteur sera isolée du radiateur.

Restent Q_5 = RC1A18 et Q_6 = RCA 1A19, respectivement NPN et PNP, tous deux ont une embase comme celle de la figure 9.

Le montage du boîtier JEDEC TO 220 AB se fait comme indiqué à la figure 11 qui montre les différentes pièces séparées à réunir par une vis et des écrous :

A = vis
B = pièce métallique
C = le transistor
D = isolateur au mica
E = fraction du radiateur
F = isolateur
G = rondelle métal
H = anti-desserrage
I = écrou
J = cosse à souder
K = écrou

Ces accessoires doivent être acquis en même temps que le transistor. Sans ces pièces, on ne fera rien de bien avec les transistors. Il ne faut pas les remplacer par d'autres, de fortune, car ces pièces d'adaptent exactement aux transistors considérés.

Les transistors à embase TO39 (et aussi ceux à embase TO5) se montent comme le montre la figure 12, les pièces étant A à K, désignées selon le même code que celui correspondant à la figure précédente.

Le montage à deux canaux ne nécessite aucune connexion entre les deux amplificateurs identiques G et D, les réglages communs étant effectués au niveau des étages qui précèdent les amplificateurs. Aucun réglage n'est à faire sur ces derniers.

Montages à plusieurs HP

Dans un montage de ce genre, il y a intérêt à prévoir plusieurs haut-parleurs pour chaque canal. Le montage le plus simple est à deux haut-parleurs, chacun spécialisé sur une partie de la gamme BF à reproduire. A la figure 13 on

Tableau I

Caractéristiques	Cond. d'essai	Limites MIN	Limites MAX	Unités
I_{CER}	V_{CE} = 65 V R_{BE} = 100 Ω	–	1	mA
I_{EBO}	V_{EB} = 5 V, i_c = 0	–	1	mA
V_{CER}	i_c = 0,2 A, R_{BE} = 100	75		V
f_T	i_c = 0,5 A, V_{CE} = 4 V	0,8		MHz
h_{FE}	i_c = 4 A, V_{CE} = 4 V	20	120	
V_{CE} (sat)	i_c = 4 A, i_B = 0,4 A		1	V
V_{BE}	i_c = 4 A, V_{CE} = 4 V		1,5	V

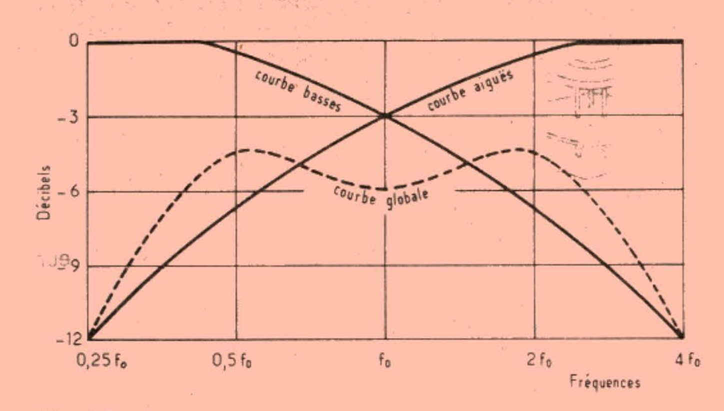


Fig. 14

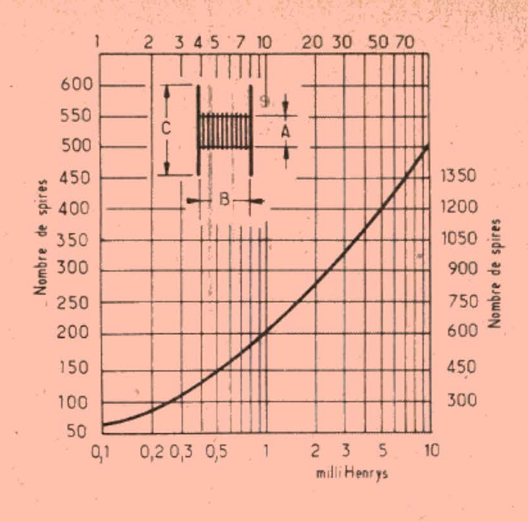


Fig. 15

indique l'ensemble de filtres et de haut-parleurs dans le cas de deux voies de tonalités.

La figure 14 donne un moyen de déterminer rapidement la bobine L qui entre dans la composition du filtre passe-bas simplifié (à gauche sur la figure).

Voici les formules de calcul des éléments L et C des deux filtres en fonction de f_o. Z est l'impédance de chaque HP.

$$L = \frac{Z}{2\pi f_o} \quad (1)$$

$$C = \frac{1}{2\pi . f_o Z} \quad (2)$$

Soit par exemple une fréquence charnière f_o = 1000 Hz, avec Z = 8 Ω.

On a

$$L = \frac{8}{2\pi . 1000} \text{ henrys}$$

ou L = 0,00127 H
ou L = 1,27 mH

La capacité est,

$$C = \frac{1}{2\pi . 1000 . 8} \text{ farads}$$

ou C = 19,89 μF

On prendra : L = 1,27 mH et C = 20 μF

A l'aide de la courbe de la figure 15 on déterminera les caractéristiques de la bobine L.

On utilisera l'échelle des abscisses du bas et celle des ordonnées de gauche.

Pour L = 1,27 mH, on trouve 225 spires environ. Cette courbe est valable avec une bobine à air dont,
A = 2,5 cm
B = 4 cm
C = 10 cm

Si le fil est de 2 mm de diamètre, émail compris, on pourra disposer 20 spires jointives. Il faudra, par conséquent,

$$\frac{225}{20} = 11{,}25 \text{ couches.}$$

On bobinera 12 ou 13 couches et on effectuera des mesures. Si L mesuré est supérieur à 1,27 mH, enlever des spires jusqu'à obtention de L = 1,27 mH.

Revenons à la figure 14 qui donne les deux courbes de réponse en fonction de f_o.

Dans notre cas f_o = 1000 Hz. L'ensemble des deux courbes donne une résultante globale, somme des deux autres.

Les atténuations sont données au tableau II.

La courbe globale paraît peu satisfaisante mais en réalité les résultats sont meilleurs aux basses et aux aiguës. En effet on a supposé que les puissances sont égales dans les deux voies, sur la voie de graves le haut-parleur est plus puissant et de meilleur rendement aux basses.

Sur la voie des aiguës, un bon tweeter remontera le gain aux fréquences, au-dessus de 2000 Hz (2 f_o).

Il est d'ailleurs possible de choisir une autre fréquence charnière f_o, par exemple 400 Hz au lieu de 1000 Hz. Dans ce cas, on aura une nette amélioration aux graves. En effet on aura alors $f_o/2$ = 200 Hz, $f_o/4$ = 100 Hz.

Restent les possibilités suivantes, toutes parfaitement efficientes :

1° Emploi des correcteurs de tonalité des préamplificateurs. Des correcteurs à 3 ou 4 voies sont recommandés.

2° Emploi de filtres à plus grand nombre que deux, par exemple 3 ou 4 filtres avec 3 ou 4 haut-parleurs.

Trois voies : graves, médium, aiguës.

Quatre voies : graves, médium grave, médium aigu et aiguës.

Poussant ce procédé plus loin, on pourra établir un plus grand nombre de voies, de 5 à 10 par canal, réalisant un égaliseur graphique permettant de placer les 10 à 20 haut-parleurs d'une manière rappelant l'orchestre réel.

C'est un effet spécial à essayer et nous espérons l'étudier dans notre journal. Que les lecteurs nous écrivent à ce sujet, en **dehors** du cadre du courrier technique.

F. JUSTER

Tableau II

Fréquences (Hz)	Att. graves (dB)	Att. aiguës	Att. globale
250	0	– 12	– 12
500	0	– 7,5	– 7,5
1000	– 3	– 3	– 6
2000	– 7,5	0	– 7,5
4000	– 12	0	– 12

RADIO-AMATEURS

ET FANAS D'ONDES COURTES !

COGEKIT

VOUS PRESENTE DES MODULES DE QUALITE DE GRANDES PERFORMANCES, montés, câblés, réglés, prêts à l'emploi A DES QSJ - QRP

CONVERTISSEURS VHF, ETAGE HF accordé CV 3 cages, alim. 9 volts.

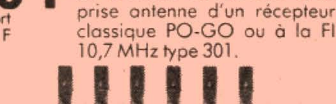
Type	Gammes couvertes	Sortie		
101	24,5- 31 MHz	10,7	**180 F** port 15 F	Ces modules peuvent se brancher directement à la prise d'un récepteur OC comportant la fréquence 10,7 MHz ou utilisés avec la FI 10,7 MHz type 301.
102	143,5-146,5 MHz			
103	115 -140 MHz	Aviation		
104	140 -160 MHz			
DS105	143,5-146,5 MHz	10,7-MHz	**230 F** port 15 F	Se branche directement à la prise antenne d'un récepteur classique PO-GO ou à la FI 10,7 MHz type 301.
DS106	140 -160 MHz	1510 kHz		

202 BFO. 455-480 K pour écoute SSB OU CW sur récepteur BCL classique .... **55 F** port 10 F

203 modèle VARICAP. 1510 kHz gde efficacité .... **70 F** port 10 F

301 PLATINE FI. 10,7 4 étages, rendement exceptionnel, recommandé pour les types : 101-102-103-104-DS 105-DS 106 . **160 F** port 15 F

305 CONVERTISSEUR UHF 430 - 800 MHz, sortie 1510 kHz double changement de fréquence (alimentation 12 V) fonctionne avec poste PO-GO standard .... **220 F** port 15 F









MODULES POUR RECEPTION des BANDES AMATEURS DECAMETRIQUES

CONVERTISSEURS Monobande grand sensibilité HF accordée, CV 3 cages. Sortie 1510 kHz, se raccorde directement à la prise antenne d'un poste PO-GO ou voiture ..... **80 F** port 15 F

Type		Gammes
415	15 mts	21 MHz
420	20 mts	14 MHz
440	40 mts	7 MHz
480	80 mts	3,5 MHz

600 CONVERTISSEUR 27 MHz piloté cristal se branche directement à l'antenne sur poste PO-GO ou voiture .... **100 F** port 15 F

601 CONVERTISSEUR 27 MHz expérimental spécial QRP 100 mW, piloté cristal (non fourni) .... **40 F** port 10 F

602 RECEPTEUR 26,5 à 28 MHz ultra moderne à C.I. rendement exceptionnel, exploration complète de la bande CITIZEN par VFO incorporé fréquences fixes par quartz (non fourni). Fonctionne de 9 à 12 V .... **240 F** port 15 F

TUBE VIDICON pour caméra de télévision, matériel impeccable provenant de démontage .... **120 F** port 15 F

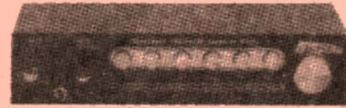
608 BLOC DX-MAN bandes amateurs 10 - 11 - 15 - 20 - 40 - 80. Sortie 1510 kHz, matériel de qualité, grande sensibilité. Monté sur fibre de verre. Fonctionne en 9 ou 12 V .... **240 F** port 20 F

610 PLATINE FI pour bloc DX-MAN, double changement de fréquence. Entrée 1510 kHz, fonctionne en AM-CW. BFO incorporé. Prises S' Mètre, réglage de gain, fonctionne en 9 ou 12 V .... **260 F** port 15 F

611 S' METRE pour platine 610 ou autre .... **35 F** port 10 F

612 AMPLI BF 3 watts C.I. très bon rendement. Idéal pour fonctionner avec tous les ensembles HF COGEKIT. Fonctionne de 9 à 12 V .... **70 F** port 15 F

CONVERTISSEUR DECAMETRIQUE BANDE AMATEURS (10-11-15-20-40-80 m) AM - CW - SSB



Se raccorde directement à un poste PO-GO. Alimentation 9/12 V.

Prix : **380 F** - Frais d'envoi : 25 F

CLAVIER D'ORDINATEUR 53 touches avec toute son électronique **250 F** port 20 F



COGEKIT ELECTRONIC'S

49, rue de la Convention, 75015 PARIS

ouvert tous les jours sauf dimanche et lundi de 9h30 à 13 h et de 14h30 à 19 h

VENTE PAR CORRESPONDANCE
BP 133 75015 PARIS
CCP 5719.06 PARIS

Joindre le montant des frais de port à la commande. Aucun envoi contre remboursement.

MODULES EMISSION

CABLES, REGLES, PRETS A L'EMPLOI.

T 701 EMETTEUR 144 MHZ piloté cristal ou VFO (non fournis) 5 watts HF. Sortie 50 à 60 ohms. Alim. 12 V .... **200 F** port 15 F

V 701 VFO 144-146 MHz Alim. 12 V .... **90 F** port 10 F

LINEAIRE 144 MHZ Transistorisé, 10 W. Alimentation 12 V.. Prix .... **140 F** frais d'envoi 20 F

PREAMPLI HF, DXCC 3,5 MHz-31 MHz Alimentation 9 V s'adapte sur n'importe quel récepteur déficient, améliore considérablement le signal. Dimensions 200 × 50 × 90. Prix .... **175 F** frais d'envoi 15 F

TXD MODULES

émetteurs décamétriques 10 W HF

Fonctionne de 6 à 18 V. Pilotés cristal (non fourni). Sortie 50 à 60 ohms. Prises manipulateur pour graphie et modulateur.

T 10 bande 10 m. 28/30 MHz (attention l'utilisation de ce module est formellement interdite en 27 MHz .... **190 F** port 15 F

T 15 Bande 15 m, 21 MHz
T 20 Bande 20 m, 14 MHz
T 40 Bande 40 MHz, 7 MHz
T 80 Bande 80 m, 3,5 MHz
200 F port : 15 F

M 80 AMPLI de modulation d'excellente qualité pour les modules ci-dessus.. **90 F** port 15 F

MI 80 MICRO dynamique à poussoir pour le modulateur M 80 ou tout autre similaire .... **80 F** port 10 F

MA 80 MANIPULATEUR pour la télégraphie .... **65 F** port 10 F

MODULES RECEPTEURS DE RADIODIFFUSION

BC 222 CONVERTISSEUR 11 gammes pour la réception en Ondes Courtes des gammes internationales : 13 - 16 - 19 - 25 - 31 - 41 - 49 - 60 - 75 - 90 mètres. Résultats extraordinaires. Se branche sur un poste PO-GO classique ou voiture. Le monde entier de jour comme de nuit. Fonctionne de 9 à 12 V .... **250 F** port 20 F

BFM 333. Explorez les UHF avec le convertisseur 410-875. Réception des 3 chaînes télé + certaines émissions spéciales. Se raccorde à un récepteur FM classique. Fonctionne en 12 V. 4 touches préréglées et recherche manuelle. **195 F** frais d'envoi 10 F

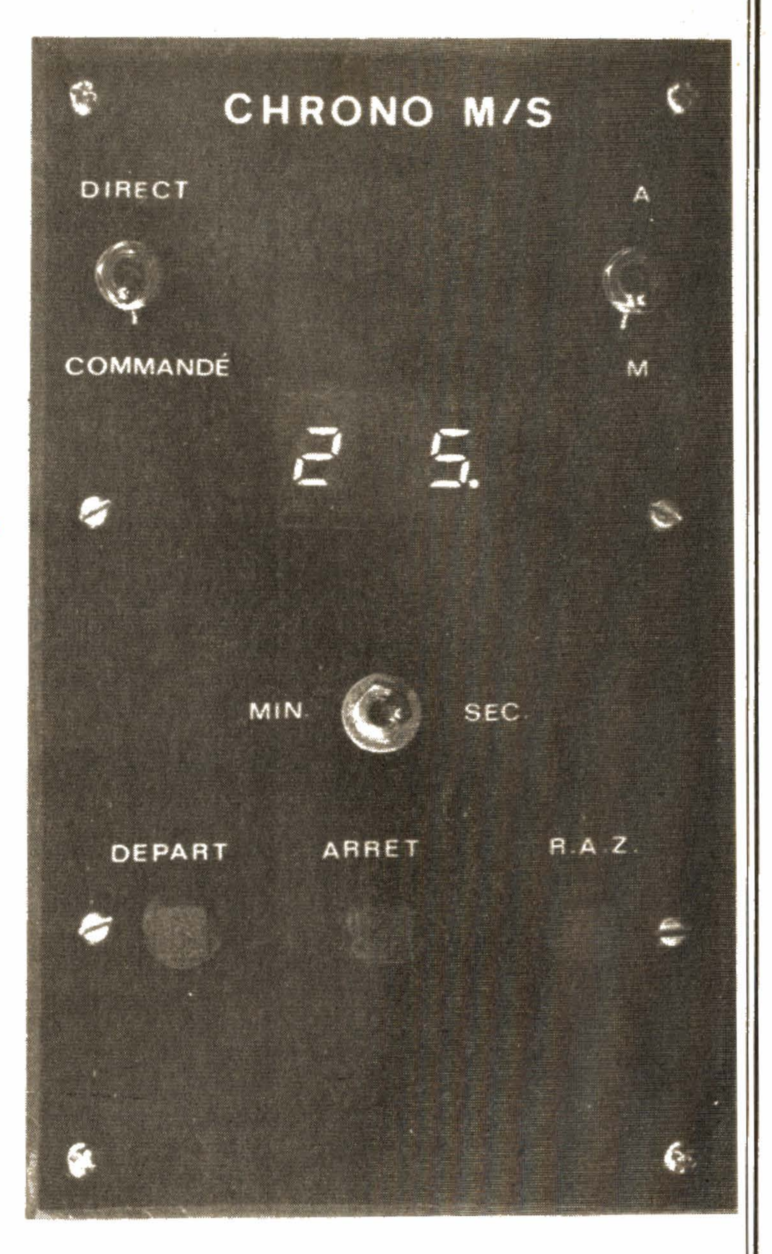
MICRO ELECTRET CONDENSER unidirectionnel, matériel professionnel Type EX 298 .... **165 F** port 20 F

BUF 555 TUNER de 450 à 800 MHz pour l'écoute des 3 chaînes télé sur un récepteur PO-GO classique. Fonctionne sans aucun raccordement à votre poste uniquement par induction. Alimentation 12 V .... **230 F** port 15 F

650 TUNER FM de grande classe, 2 microvolts pour 50 mV BF + 22,6 kHz. Rendement exceptionnel. Alimentation 9 volts. Prix .... **180 F** Frais d'envoi 15 F

651 DECODEUR Stéréo MULTIPLEX convient parfaitement pour les tuners 650 ou autres .... **70 F** Frais d'envoi 10 F
POUR L'ACHAT 650 + 651 Franco de port

UN CHRONOMETRE TEMPORISATEUR DIGITAL MINUTES SECONDES



DANS un article précédent intitulé « Applications d'une horloge 1 Hz », l'auteur s'était efforcé de démontrer qu'il était possible de réaliser une base de temps simple et peu onéreuse, mais néanmoins stable avec un 555. A cette occasion, il avait été signalé quelques cas d'applications faciles à obtenir à partir de cette horloge.

Nous proposons maintenant la construction d'un appareil plus performant dont la réalisation présente deux avantages :

– l'un, fonctionnel, assez évident est qu'il permet, avec des moyens classiques, l'utilisation de composants courants, au prix d'une complexité très raisonnable, d'obtenir le service d'un chronomètre (une minute ou une heure), ou d'un temporisateur manuel ou programmable ;

– le second, loin d'être négligeable, est pédagogique : la réalisation de cet appareil, avec les techniques auxquelles il fait appel, est un parfait exercice d'entraînement à l'analyse du fonctionnement et à la manipulation des circuits logiques TTL, dont il présente tout un éventail d'applications.

C'est pourquoi, bien que des dispositifs semblables ou plus sophistiqués aient été proposés dans la presse technique, nous recommandons particulièrement cet appareil à l'attention de nos lecteurs.

Sa composition modulaire avec l'emploi de circuits courants, en lieu et place d'une totale intégration sur circuit unique LSI, le rend, en effet, transparent à la compréhension et facilite, en cas de nécessité, la recherche de panne et la réparation.

La mise au point est très simplifiée et le coût reste raisonnable, surtout si l'on dispose d'un petit stock de circuits TTL inutilisés...

Analyse succincte du principe de fonctionnement

On se référera à la figure 1 qui présente le synoptique général de l'appareil. L'horloge 1 Hz reste le cœur de ce chronomètre électronique. Elle est mise en route en pressant sur la touche DEPART et stoppée par la touche ARRET.

Durant tout le temps de fonctionnement de l'horloge, un circuit extérieur à brancher sur la prise commandée peut

être mis sous tension par l'intermédiaire d'un triac.

La sortie d'impulsions à 1 Hz est réunie à un circuit de sélection qui permettra le choix du mode de comptage : minutes ou secondes.

La sortie sélectée est envoyée vers le circuit de comptage qui, comme son nom l'indique est chargé de fournir à une unité d'affichage à 2 digits les signaux codés permettant la présentation des chiffres correspondants aux minutes ou aux secondes écoulées depuis que l'on a appuyé sur la touche DEPART ou le temps cumulé si l'on a chronométré plusieurs opérations.

Une touche de remise à zéro (RAZ) permet, après avoir **actionné la touche ARRET de remettre à zéro** l'affichage avant de démarrer un nouveau comptage.

Cette remise à zéro est automatique lorsque l'on met l'appareil sous tension ou lorsque le compte affiché atteint 60 (minutes ou secondes). Le comptage est alors stoppé.

L'utilisation de circuits TTL implique que l'on dispose d'une alimentation de 5 V régulée.

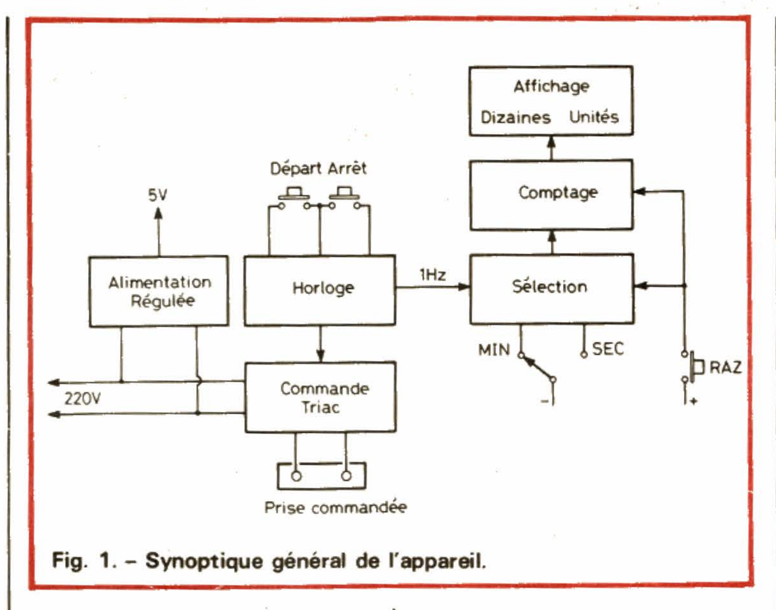


Fig. 1. – Synoptique général de l'appareil.

Tous les circuits fonctionnels présentés sur le synoptique sont modulairement répartis de la façon suivante :
- une carte horloge
- une carte sélection/comptage
- une carte affichage
- une carte alimentation et commande triac
- une plaquette de commande.

La carte horloge

Son schéma électrique est présenté sur la figure 2.

Elle comporte essentiellement deux oscillateurs commandés faisant appel à deux « timers » 555. L'un délivre le signal de base d'horloge à la fréquence de 1 Hz, l'autre génère un signal pour la commande du triac à environ 5 kHz.

Le circuit CI_3 constitue donc l'horloge à 1 Hz. Son schéma est relativement classique et a déjà été suffisamment décrit en détail pour qu'il soit nécessaire de s'y étendre. Seules quelques remarques peuvent être ajoutées :

– Le condensateur C_6 définissant la fréquence de 470 nF doit être relativement précis, stable et non polarisé.

– La fréquence est réglée au moyen d'une résistance ajustable. Les valeurs des résistances R_8 et R_9 montées en série, pourront être modifiées pour centrer le réglage de R_7 sur 1 Hz.

L'oscillateur monostable à 555 est commandé par la cosse (4) : si celle-ci est à + 5 V, soit au niveau logique 1, l'oscillateur fonctionne. Il est bloqué, au contraire si la cosse (4) est à zéro. On a donc prévu une commande par un circuit de basculement logique des portes I et II du triple NAND SN7410 à trois entrées de la porte I à zéro, au moyen de S_4, sa sortie passe au 1 logique en une seule transition même si le

Fig. 2. – Schéma de la carte horloge.

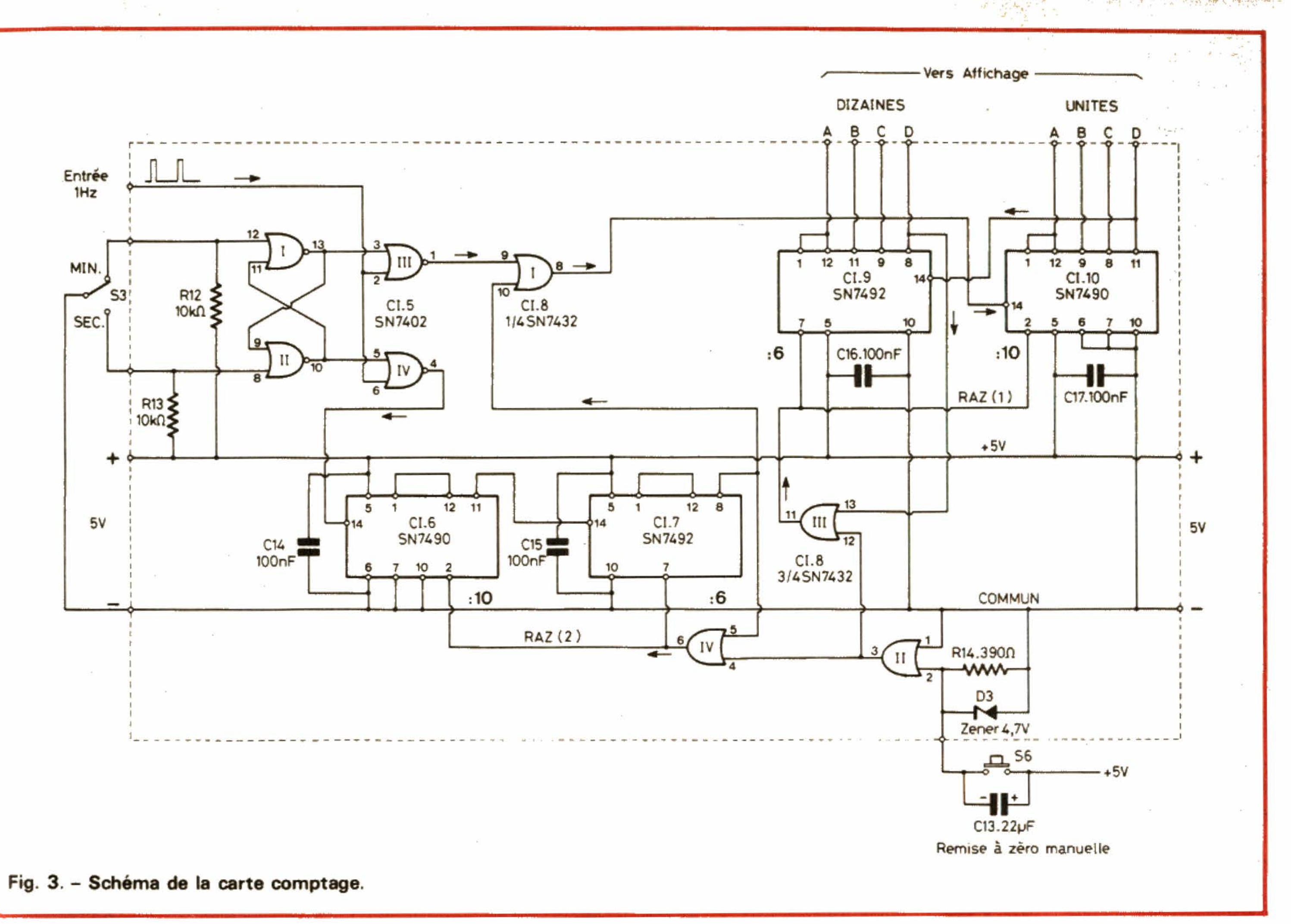


Fig. 3. – Schéma de la carte comptage.

poussoir de commande rebondit ou est enfoncé plusieurs fois de suite.

Le rebasculement se fait, de la même façon, en agissant sur une entrée de la porte II par le poussoir S_5.

Lorsque la tension continue de + 5 V apparaît à la mise sous tension générale de l'appareil, le condensateur C_3, initialement déchargé, se charge à travers R_3 et présente, de ce fait, une impédance instantanée très faible. Tout se passe donc comme si l'entrée (9) était à zéro. Ceci force la sortie (8) de la porte II au 1 logique et, corrélativement, la sortie (12) de la porte I au zéro. Ce phénomène transitoire ne dure, évidemment, que le temps de charge de C_3. Pour une explication plus « logique » on consultera la table de vérité du 7410.

Ainsi, à l'allumage, l'oscillateur Cl_3 est bien bloqué.

On obtiendra également un blocage de l'oscillation en recevant un front descendant sur l'entrée R.B.OUT (signal d'effacement venant de l'afficheur). Ceci se produit, comme on le verra, à la 60e transition d'un comptage, soit à la fin d'un cycle de comptage.

Ce front descendant est différencié par C_5 et R_4. Les crêtes positives sont éliminées par la diode D_1 et l'on obtient ainsi un signal impulsionnel descendant, très étroit, d'environ 3 V crête qui est transmis à l'entrée (10) du basculeur 7410 assurant ainsi l'arrêt de l'oscillation. Le condensateur C_4 sert à éliminer le continu et R_5 assure un chemin de conduction au courant de la diode D_1.

Le basculement du circuit anti-rebond peut donc être déclenché manuellement, de façon prioritaire, par les poussoirs S_4 (DEPART) et S_5 (ARRET). Le blocage de C_{13} sera, d'autre part, automatiquement assuré par la mise sous tension générale ou la fin d'un cycle de comptage.

Il est important de noter que la commande de démarrage du 555 d'horloge, par la mise au 1 logique de la borne (4), présente l'avantage de fournir la première impulsion après 1 seconde et non pas, comme sur les montages de l'article précédent, qui présentaient une première période un peu plus longue.

La sortie 1 Hz est recueillie sur la borne (3) de Cl_3. Elle est envoyée sur la 3e porte de Cl_2 de façon à obtenir des impulsions inversées, c'est-à-dire positives pour attaquer le comptage. Une sortie directe est envoyée vers le point décimal de l'affichage.

Le circuit Cl_4 constitue un oscillateur donnant des impulsions à 5 kHz de récurrence. Il est commandé de la même façon que Cl_3 par la sortie (12) du circuit anti-rebond. Cette tension, lorsqu'elle est présente, commande la conduction d'un triac.

La fréquence du signal généré par Cl_3 n'est pas critique. Elle doit simplement être grande devant le 50 Hz du secteur, aussi aucun réglage n'est-il prévu sur cet oscillateur.

Le condensateur C_8 isole le continu et la diode D_2 évite les inversions de tension néfastes que générerait, sans sa présence, le circuit inductif de commande du triac.

Un condensateur C_{11} de 100 nF évite les effets parasites d'un couplage entre la carte horloge, au moment des brusques transistions, et les circuits logiques des autres cartes.

La carte sélection comptage

On consultera la figure 3.

Les impulsions à 1 Hz sont dirigées vers les circuits de comptage à travers des circuits de sélection commandés par un inverseur logique MINUTES/SECONDES.

Le circuit Cl_5 (quadruple NOR SN7402) utilise ses por-

tes I et II pour réaliser un système anti-rebond. Suivant que l'inverseur S_3 est dans la position MIN ou SEC c'est l'entrée (12) ou l'entrée (8) de Cl_5 qui se trouve à zéro et, respectivement, les sorties (13) ou (10) qui sont au 1 logique.

Dans la position MIN montrée sur la figure, l'entrée (3) de la porte C_{15}/III étant au 1, sa sortie sera toujours à 0 alors que l'entrée (5) de C_{15}/IV se trouve à 0. Dans ces conditions, en effet, le passage successif de (6) de 0 à 1 se retrouvera inversé sur la sortie 4 de cette porte. Ainsi les tops d'horloge seront orientés vers l'entrée (14) de Cl_6 (diviseur SN7490).

Les deux circuits C_{16} et C_{17} (SN7492), montés en cascade constituent un diviseur de fréquence de récurrence par 60. Le premier est, en effet, un diviseur par 10 et le second est monté en diviseur par 6. Cette configuration permettra donc d'obtenir en sortie des impulsions dont la période est 60 fois plus longue que celle d'entrée, soit une impulsion par minute.

La sortie de ces diviseurs est envoyée vers l'une des entrées (10) d'un circuit OU (Cl_8/I). Ce signal se retrouve à la sortie et est, à son tour dirigé vers une seconde chaîne de comptage par 60, identique à la première, constituée du diviseur par 10 Cl_{10} et du diviseur par 6 Cl_9. Les sorties codées de chacun de ces circuits sont envoyées vers l'affichage à deux digits. Un changement d'état se produit ainsi chaque minute sur Cl_{10} et chaque dizaine de minutes sur Cl_9.

Si l'inverseur S_3 se trouve sur la position SEC, au contraire, le pré-comptage Cl_6/Cl_7 n'est pas sollicité et les impulsions d'horloge sont directement orientées vers la chaîne de comptage finale, via la porte III de Cl_5 et la porte I de Cl_8. Dans ce cas, les états ABCD du compteur Cl_{10} changent chaque seconde et ceux de Cl_9 chaque dizaine de secondes.

Les circuits de remise à zéro des compteurs sont multiples. Ils agissent en envoyant sur les bornes appropriées des circuits Cl_9/Cl_{10} (RAZ (1)) et sur Cl_6/Cl_7 (RAZ (2)) une impulsion ou un état de 1 logique qui remet tous les diviseurs dans leur état initial respectif et bloquent également le signal d'horloge.

La première mise à zéro est automatique et s'opère à la mise sous tension au moyen du condensateur Cl_3 placé entre le + 5 V et la résistance R_{14} à l'entrée (2) du quadruple OU Cl_8. Ce circuit RC forme un différentiateur de sorte que lorsque l'appareil est mis en route, une courte impulsion positive apparaît qui met à zéro l'ensemble des compteurs par RAZ (1) et RAZ (2). La diode zener D_3 protège la porte de commande contre les effets d'une surtension ou d'une inversion de tension.

Le poussoir S_6 est utilisé pour assurer la remise à zéro manuelle : lorsqu'on applique la tension + 5 V sur l'entrée, on réalise une transition positive dont l'effet est identique à la mise à zéro automatique de départ.

La remise à zéro des circuits Cl_{10} et Cl_9 est également utilisée pour limiter le comptage à 60. Si l'on consulte la table de vérité du circuit 7492, on s'aperçoit que la sortie D change d'état à la 6e transition pour être au 1 logique. Cette tension est donc recueillie pour être envoyée à la ligne RAZ (1) à travers la porte III de Cl_8.

On opère de la même façon sur la chaîne de comptage Cl_6/Cl_7 au moyen de la porte IV de Cl_8 par la ligne RAZ (2).

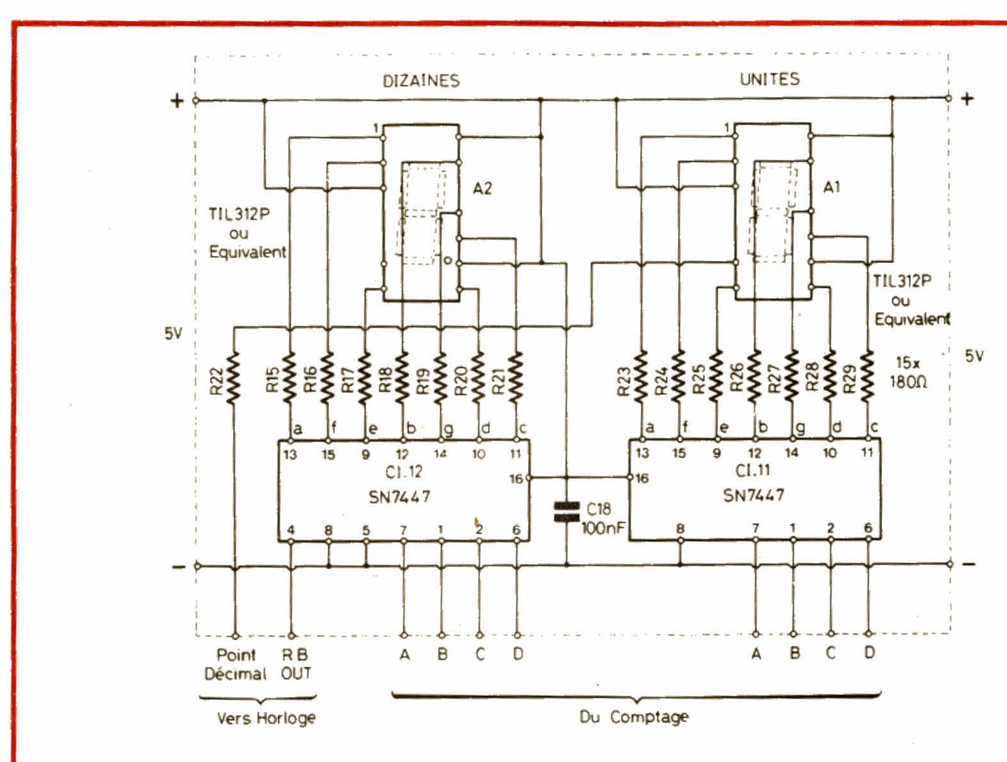


Fig. 4. – Schéma de la carte affichage 2 digits.

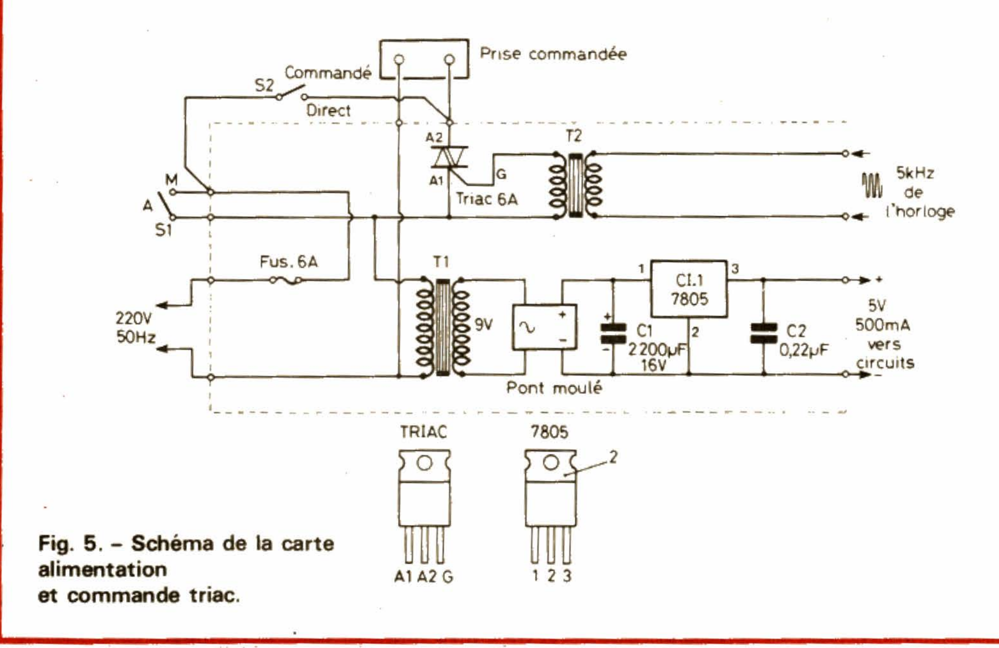


Fig. 5. – Schéma de la carte alimentation et commande triac.

On remarquera que chaque compteur comporte un découplage individuel de 100 nF pour éviter les couplages indésirables.

La carte d'affichage

Son schéma est représenté sur la figure 4.

Ce module ne présente pas d'originalité particulière. Il comporte deux décodeurs/drivers SN7447 (Cl_{11} et Cl_{12}) recevant les signaux d'état codés à 4 bits respectivement des compteurs Cl_{10} et Cl_9. Leurs sorties sont réunies aux afficheurs A1 (unités) et A2 (dizaines) à 7 segments LED, à travers ces résistances de limitation de courant de 180 Ω.

Les anodes des afficheurs sont réunies au + 5 V.

Sur Cl_{12}, la borne (5) est réunie à la masse. Ceci a pour conséquence de couper l'alimentation des LED de l'afficheur A2 lorsqu'un zéro est envoyé. De cette façon, pour des raisons esthétiques et de consommation de courant, au lieu d'afficher, par exemple 08, on affichera 8.

La sortie (4) de Cl_{12} est portée de 1 à 0 logique chaque fois que la 60e transition de comptage est atteinte. Les sorties ABCD repassent alors par 0. On utilise cette propriété pour bloquer l'horloge ainsi qu'on l'a vu précédemment.

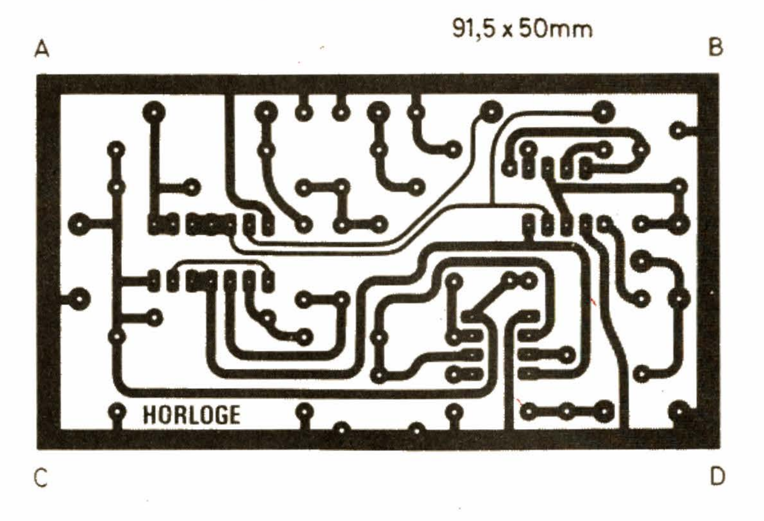
Le signal d'horloge 1 Hz est dirigé, d'autre part vers le point décimal situé à la droite du digit « unités ». Ainsi, lorsqu'on comptera des minutes, le topage visuel des secondes apparaîtra, témoignant du bon fonctionnement de l'horloge.

Un condensateur de 100 nF (C_{18}) est monté en découplage d'alimentation.

L'alimentation et la commande du triac

Le schéma de la figure 5 représente l'alimentation régulée de + 5 V.

Le transformateur T_1 donne 9 V eff. au secondaire (3,6 VA).



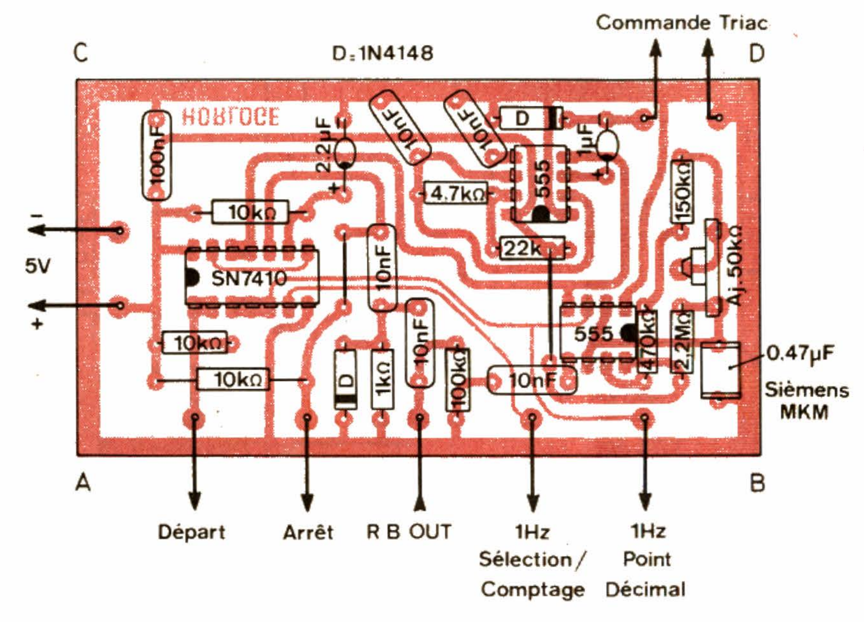


Fig. 6. – Réalisation de la carte horloge.

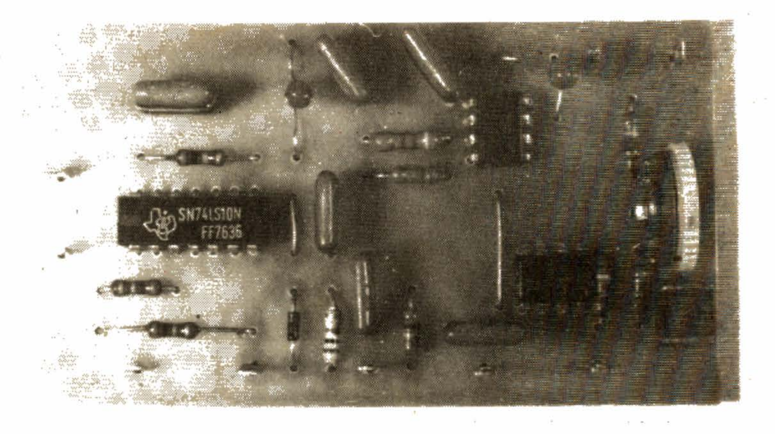
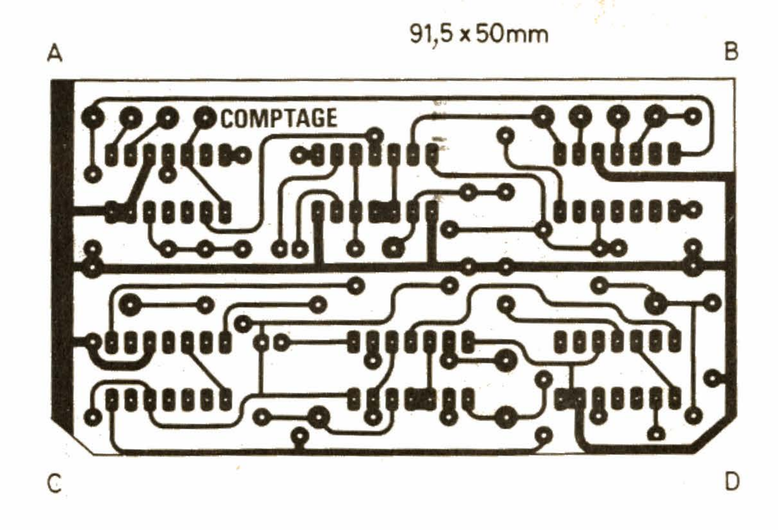


Photo A. – Carte horloge.



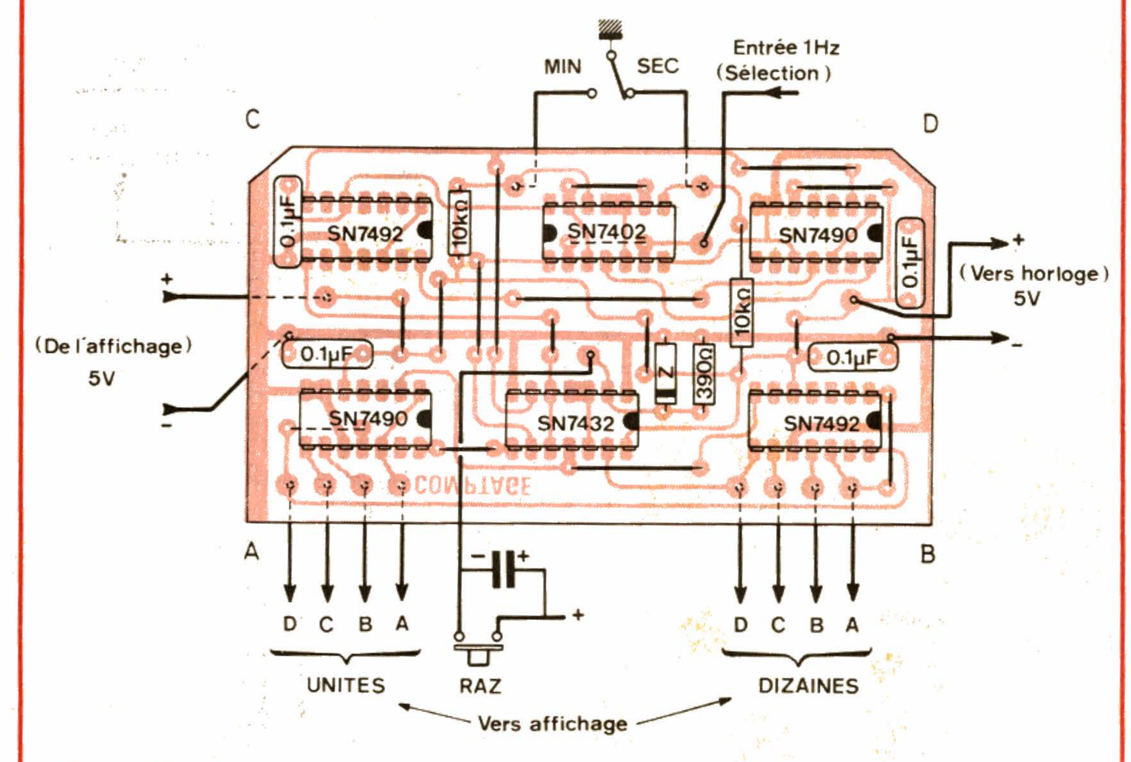


Fig. 7. – Réalisation de la carte comptage.

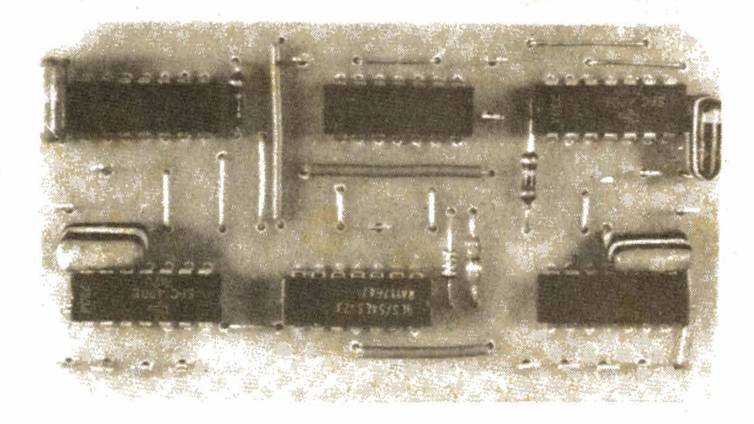


Photo B. – Sélection / comptage. Les chanfreins permettront le passage des interconnexions.

Cette tension est redressée par un pont moulé et filtrée par le condensateur C_1. La régulation est obtenue par un stabilisateur intégré 7805 TEXAS (CI_1), à la sortie duquel un condensateur anti-oscillation de 220 nF est disposé (C_2).

L'autre circuit est relatif à la commutation du secteur sur une prise commandée destinée à recevoir une charge extérieure. Cette opération est réalisée par un triac 6 A dont la gachette est attaquée ou non par un signal à fréquence élevée en provenance de l'horloge. La transmission de ce signal de commande vers la gachette du triac se fait par le transformateur T_2.

On pourra prévoir un interrupteur S_2 court-circuitant le triac afin d'alimenter directement la prise commandée en cas de nécessité (réglage d'un agrandisseur, par exemple).

Le fusible de 6 A protège l'ensemble des circuits de l'appareil et la prise commandée.

Réalisation pratique des circuits

Les différentes chaînes fonctionnelles décrites sont partagées sur les quatre cartes dont les schémas sont présentés sur les figures 2 à 5.

Les figures 6 à 10 montrent les dessins de gravure et la disposition des composants sur les cartes correspondantes.

L'ensemble est monté en coffret Teko P/3, de sorte que les cartes horloge, comptage et alimentation, maintenues dans les rainures du coffret doivent avoir des dimensions bien précises de 91,5 x 50 mm. La carte d'affichage et la plaquette de commande (fig. 8 et 9) fixées contre le panneau ont des dimensions moins critiques.

Si on prend suffisamment de précautions dans les dessins des cartes en utilisant, de préférence, des décalcomanies en transfert direct ou photogra-

phique, on obtiendra les meilleurs résultats.

On commencera à se faire la main sur la carte alimentation dont la densité de composants est relativement faible (voir fig. 10). Le dessin du circuit et la disposition des composants sont évidemment fonction du choix de ceux-ci, et, en particulier, de celui des transformateurs.

Sur la maquette, nous avons utilisé les éléments suivants :

T_1 : transformateur Kubicki, réf. 104 de 9 V, 3,6 VA dont on a replié les pattes et que l'on a fixé directement par ses cosses sur le circuit.

T_2 : transformateur PM de jeux de lumière, secondaire élévateur vers le triac.

Le condensateur de 2 200 µF (16 V) est monté perpendiculairement au circuit imprimé.

Le triac est fixé sous le transformateur **côté composants** alors que le régulateur 5 V est fixé **côté cuivre.**

On pourra, au prix d'une légère transformation du circuit, utiliser des diodes séparées au lieu du pont moulé, encore que cette dernière configuration soit bien préférable et à peine plus onéreuse.

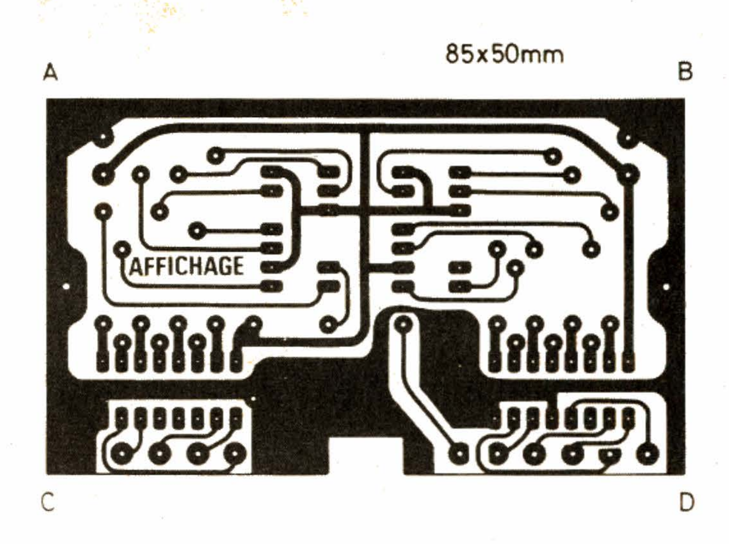
Les entrées/sorties se font par picots. Le fusible est un fil de 15/100e nickel-chrome récupéré sur une résistance bobinée et soudé directement sur le circuit.

On réalisera ensuite la carte horloge dont les caractéristiques sont indiquées sur la figure 6.

Le condensateur de 470 nF est un modèle MKM de Siemens. Il présente l'avantage d'une assez bonne précision sous un faible volume.

La résistance ajustable pour régler la fréquence n'est pas – à dessein – un modèle subminiature car il est indispensable d'avoir une très bonne stabilité de la période. Les autres composants sont classiques et n'attirent pas de commentaires.

La carte sélection/comptage regroupe six circuits intégrés. On a donc intérêt à soigner son dessin sur cuivre (voir figure 7). Deux angles de cette carte ont été chanfreinés afin de permettre, lors de l'assem-



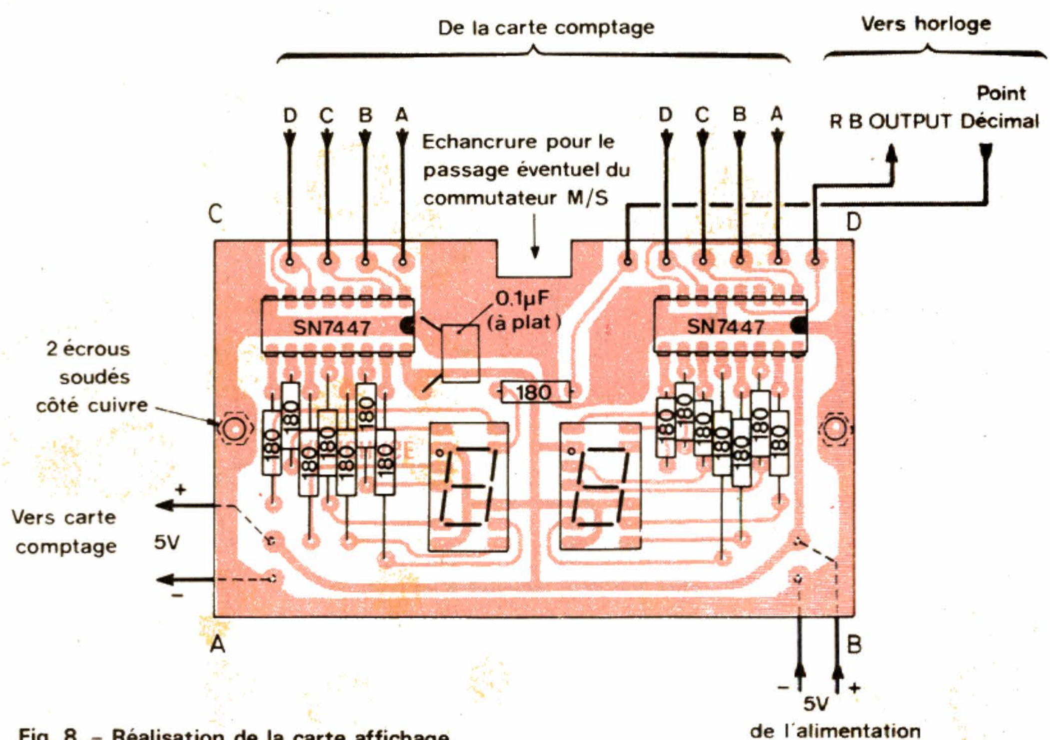


Fig. 8. – Réalisation de la carte affichage.

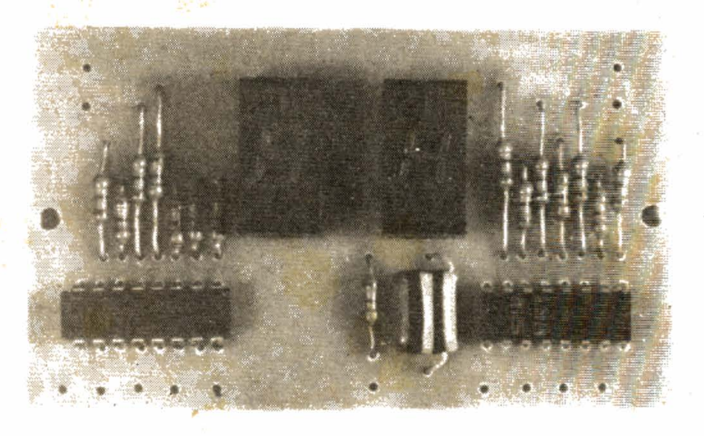


Photo C. – Carte affichage.

+
5V
−
C12
1000µF
16V
Départ
Arrêt
RAZ
S4
S5
S6
C13
22µF
16V
Tantale
Vers
Horloge
Vers
Comptage

20x85mm
A
B
COMMANDE
C
D
C
D
1000µF/16V
2 Ecrous
soudés
côté cuivre
A
B
5V
(De l'horloge)
Départ
Arrêt
RAZ
22µF/16V
→ (Position du méplat)

Fig. 9. – Schéma électrique et réalisation de la plaquette de commande.

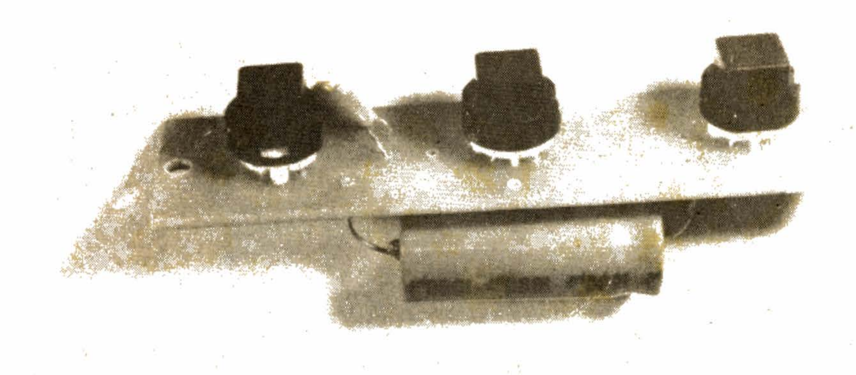


Photo D. – Carte supportant les poussoirs de commande.

blage final, le passage d'interconnexions au fond du coffret. Comme on utilise, pour des raisons de facilité d'exécution, du circuit simple face, on a complété le câblage imprimé par un certain nombre de straps dont certains se trouvent sous les circuits intégrés.

Les entrées/sorties de la carte comptage se font, soit du côté composants (4), soit du côté cuivre (12), au moyen de picots. Plus que les autres cette carte fera l'objet d'un examen très sérieux après réalisation pour déceler toute erreur ou omission.

La carte affichage représentée sur la figure 8 est de dimensions plus réduites que celles des trois précédentes (85 × 50 mm); elle possède deux trous qui permettront sa fixation sur le panneau. Des écrous soudés côté cuivre faciliteront le montage. Les afficheurs seront directement soudés sur le circuit car la disposition de supports les rendrait trop prohéminents. Les résistances de 180 Ω seront, si nécessaire, décalées en épaisseur afin d'éviter des courts-circuits.

Le condensateur de découplage sera monté à plat comme le montre la figure (un modèle plaquette céramique pourrait convenir). Les entrées ABCD, le point décimal et la sortie R.B. OUTPUT se font par de simples trous. Les entrées et sorties de l'alimentation sont réalisées par picot disposés côté cuivre. Une échancrure peut être pratiquée dans le circuit pour permettre, le cas échéant, le passage du commutateur S_3 (MIN/SEC).

Les commandes fonctionnelles du comptage S_4, S_5 et S_6 (DEPART, ARRET, RAZ) sont regroupées sur une plaquette de 20 × 85 mm. Elles font appel à des touches poussoirs très douces. Le modèle que nous avons utilisé provient de JCS Composants, il rappelle le type de touche des calculatrices électroniques par sa souplesse et la netteté du contact. Tout autre modèle pourrait toutefois convenir puisqu'ils agissent sur des circuits anti-rebonds.

Cette plaquette supporte également un condensa-

teur C_{12} de découplage d'alimentation (1 000 μF) et le condensateur C_{13} de mise à zéro automatique.

Comme la précédente, cette plaquette comporte des écrous soudés facilitant son montage.

Interconnexions mise en coffret

Le schéma complet des interconnexions est présenté sur la figure 11. On remarquera que l'alimentation + 5 V est distribuée, dans l'ordre, à l'affichage puis au comptage et enfin à l'horloge.

Les liaisons entre l'affichage et le comptage peuvent se faire par des nappes à quatre fils puisque les points ABCD respectifs de ces cartes ont été disposés en regard.

Les liaisons R.B. OUTPUT et le point décimal, d'une part, et la commande triac d'autre part, respectivement entre la carte horloge et les cartes affichage et alimentation, seront disposées au fond du coffret, maintenues par un ruban adhésif. Elles passeront par les angles chanfreinés de la carte comptage. La liaison commande de triac doit être torsadée.

On trouvera sur la figure 12 la disposition relative et l'orientation des cartes dans le coffret Teko P/3. La prise commandée est constituée d'une embase secteur d'un type courant vissée ou collée sur le plan

Fig. 10. – Réalisation de la carte alimentation.

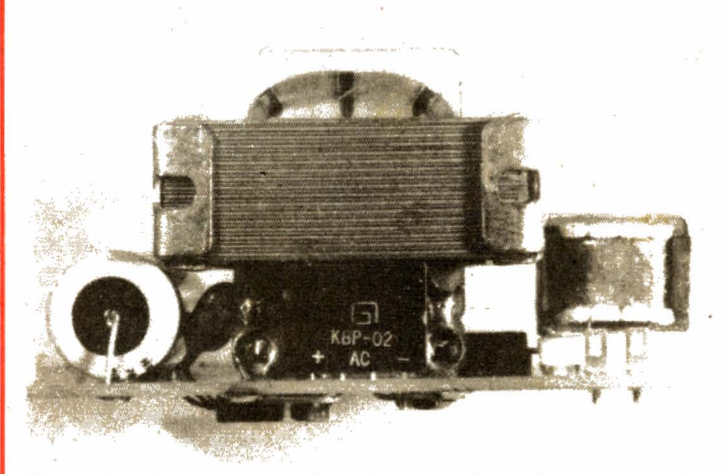


Photo E. – Carte alimentation. On notera le repli des pattes du transformateur et la position du pont moulé.

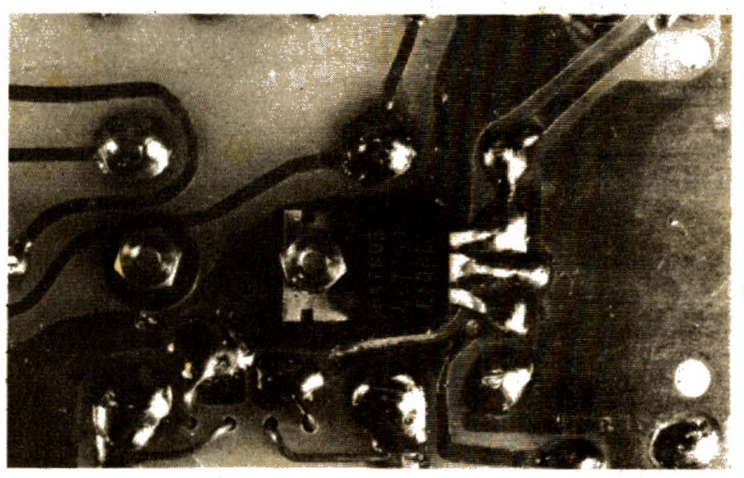


Photo F. – Carte alimentation. Détail montrant la fixation du régulateur côté cuivre.

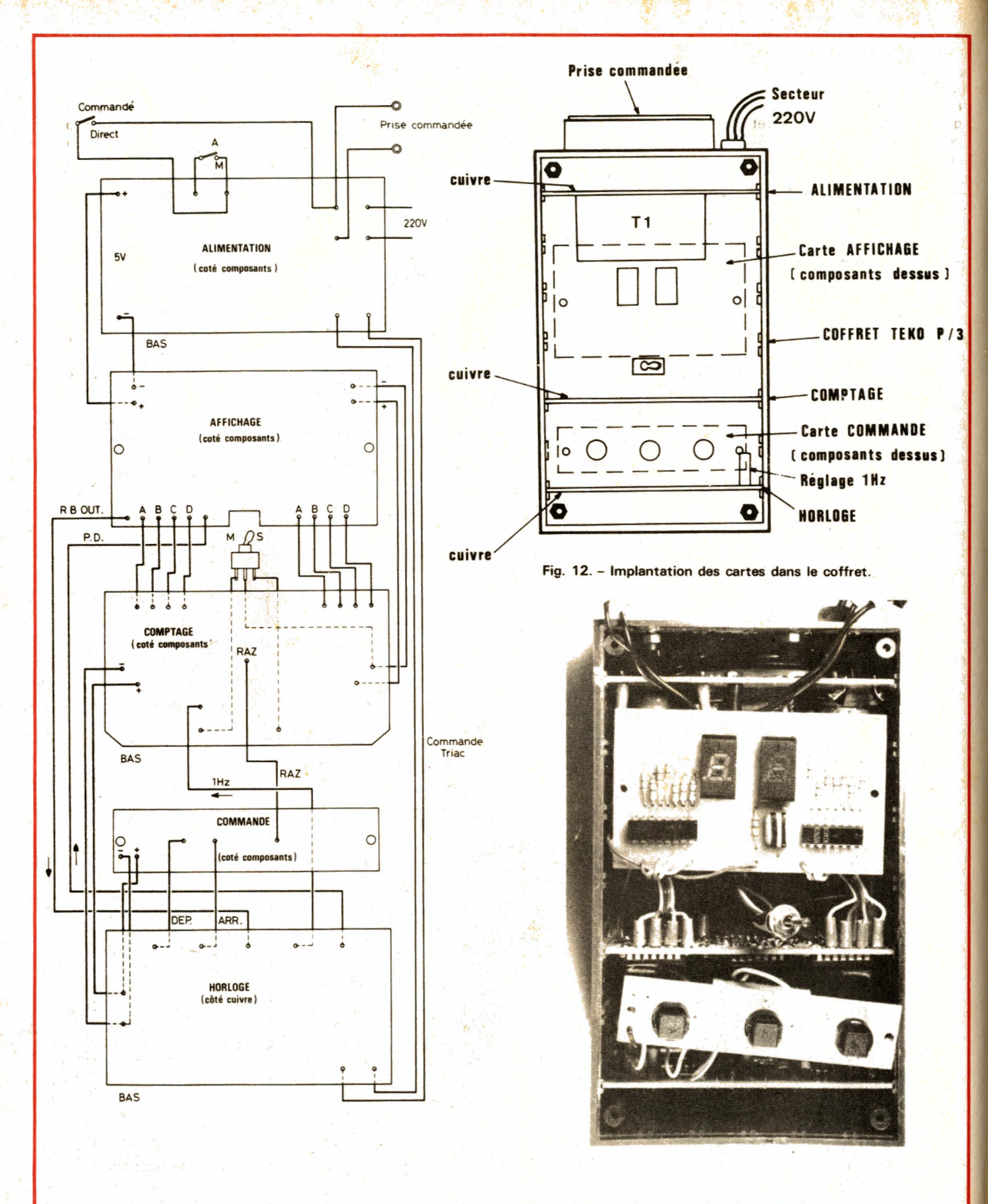


Fig. 12. – Implantation des cartes dans le coffret.

Photo G. – Position respective de chaque sous-ensemble dans le coffret.

supérieur du coffret. Le transformateur d'alimentation reposera sur le fond (le caler éventuellement par une mousse adhésive). Un trou sera pratiqué sur le flanc droit du coffret pour permettre le réglage précis de la période.

On se reportera à la figure 13 pour ce qui est du perçage et du marquage de la face avant du coffret.

Mise au point

On a intérêt à essayer séparément chacune des cartes avant de les installer définitivement dans le coffret et de réaliser les interconnexions car l'accessibilité serait alors difficile pour toute intervention dans le câblage.

Nous n'insisterons jamais assez sur le contrôle visuel des cartes qui doit être effectué par une comparaison attentive avec le dessin d'origine, en vérifiant, en particulier, qu'il n'existe pas de pontage indésirable entre les pattes des circuits intégrés, que ces circuits sont bien situés et orientés, que le sens des condensateurs chimiques est bon et que les touches de commande sont correctement disposées.

On vérifiera l'alimentation en mesurant au multimètre la présence du + 5 V. Une tension trop différente serait sans doute l'indice d'un mauvais branchement de CI_1 ou de la présence d'une oscillation parasite.

Pour s'assurer que le triac se commande bien, on enverra, sur le primaire de T_2 une tension de quelques volts efficaces à 5 kHz, par un quelconque générateur et on vérifiera que, dans ces conditions, on peut allumer une lampe de 220 V sur la prise commandée.

La carte alimentation étant déclarée opérationnelle, on branchera le + 5 V sur la carte horloge qui fera l'objet d'un contrôle spécifique. Avant mise sous tension, on branchera, dans le sens convenable, une LED série avec 180 Ω entre la sortie 1 Hz et + 5 V.

Après avoir mis sous tension, on mettra en contact temporaire la cosse de commande de départ et le commun (– 5 V). Ceci doit entraîner le démarrage de l'oscillation à 1 Hz, ce que l'on observera par l'illumination de la diode pendant environ 200 ms, à peu près toutes les secondes.

On règlera la résistance R_7 dans le sens ou les éclairements de la LED sont moins fréquents, et l'on vérifiera, avec un chronomètre, que la période est supérieure à 1 s. De la même façon, pour un réglage de R_7 en butée dans l'autre sens, on s'assurera que la période est inférieure à la seconde. Si l'on n'obtenait pas ce résultat, il conviendrait de changer, dans le sens adéquat, la valeur de R_8 ou celle de R_9.

L'étape suivante consiste à vérifier la présence d'oscillation de commande du triac au moyen d'un oscilloscope ou d'un petit écouteur.

Mettre ensuite, un court instant, la cosse de commande ARRET en contact avec le commun : on doit alors constater que les deux oscillations s'arrêtent.

La vérification de la carte comptage se fera ensuite en l'alimentant et en lui envoyant la sortie horloge qui lui est destinée. On branchera, en provisoire, le commutateur S_3 entre les bornes prévues et l'on basculera cet inverseur sur SEC. Un témoin logique (ou un multimètre) sera placé sur la sortie D de CI_{10}.

Lorsque le signal d'horloge est envoyé, l'état de cette sortie doit passer de 0 à 1 logique après 9 s. Mettre ensuite le témoin logique sur D de CI_9 : après avoir repris le comptage à 0 en coupant et rétablissant la tension d'alimentation secteur, et après avoir redémarré l'horloge, on vérifiera le changement d'état de D après 59 s.

Après avoir mis S_3 sur MIN, on répète l'opération, en se bornant à vérifier que la sortie A de CI_{10} change d'état après 59 s.

On vérifiera également la remise à zéro manuelle en réunissant, après un comptage quelconque, la cosse RAZ au + 5 V : le comptage doit s'arrêter et les sorties ABCD doivent toutes être à 0.

On peut alors terminer le câblage d'interconnexion et mettre les cartes en coffret (sans panneau), pour vérifier l'action des commandes S_4, S_5, S_6, le bon fonctionnement de l'affichage et l'arrêt de l'horloge après un cycle de comptage d'une minute ou d'une heure.

On terminera enfin la mise en coffret et on règlera avec précison la période de l'horloge au moyen d'un périodemètre ou, à défaut, d'un simple chronomètre (position SEC) sur un comptage d'une minute.

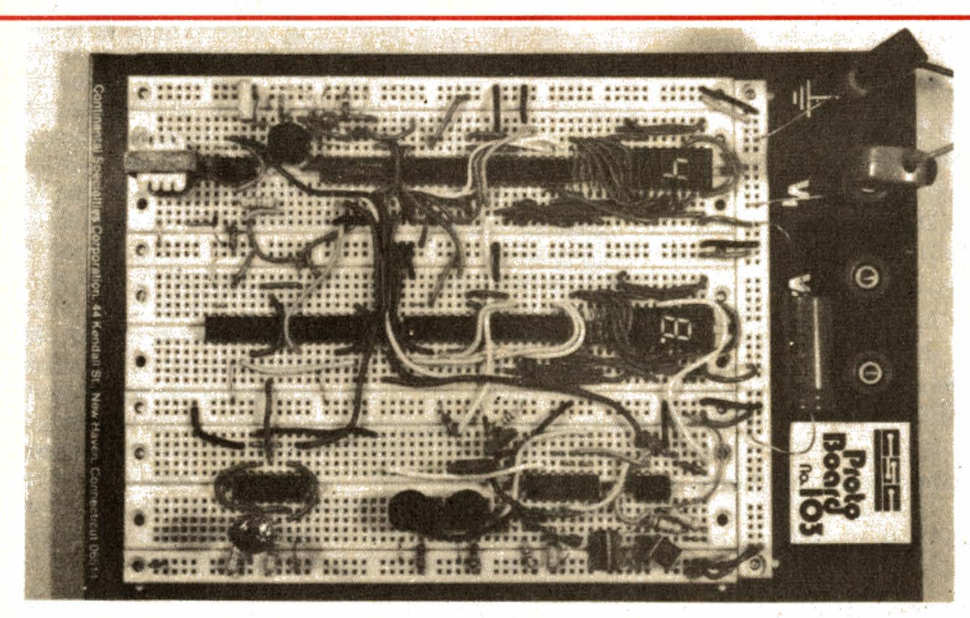


Photo H. – Le maquettage du circuit sur une « planche à câbler » s'est avéré nécessaire pour éviter les surprises ultérieures.

Utilisation de l'appareil

a) Chronomètre (position secondes)

Après mise sous tension, l'appareil est en position initiale, l'affichage indique zéro et la prise commandée n'est pas alimentée.

Dès que l'on appuie sur la touche DEPART, la prise commandée est alimentée et l'affichage fait défiler le nombre de secondes qui s'écoule.

Si l'on appuie sur la touche ARRET, la prise commandée n'est plus alimentée et l'affichage indique en permanence le nombre de secondes écoulé depuis le départ.

On peut alors, soit appuyer de nouveau sur la touche DEPART, dans ce cas le comptage reprend à partir du temps précédemment affiché, soit appuyer sur la touche RAZ et l'appareil se retrouve dans la position initiale.

Lorsqu'un comptage atteint le chiffre 59, au lieu de passer à 60 après une seconde, il retournera à 0 et le chronomètre se retrouvera en position initiale : oscillateur bloqué, prise commandée non alimentée.

b) Chronomètre (position minutes)

Le processus est le même que pour a), à cela près que le comptage peut aller jusqu'à

60 mn (recyclage après 59 mn 59 s + 1 s). Dans cette position, chaque top d'horloge à 1 Hz est affiché sur le point décimal du premier digit.

Dans la position chronomètre, on peut donc utiliser l'appareil pour mesurer un temps écoulé ou cumulé, ou pour alimenter une charge (⩽ 1 000 W) pendant une durée déterminée lue sur l'affichage.

c) Temporisateur programmé

Si l'on désire utiliser l'appareil pour programmer une durée de fonctionnement donnée, par exemple 25 s, on calculera la différence entre cette durée et 60 s, soit, dans ce cas 35 s. On fera fonctionner le comptage jusqu'à 35, on arrêtera ce comptage et l'on branchera la charge sur la prise commandée. On démarrera alors de nouveau le comptage à partir de 35. L'appareil s'arrêtera de compter à 60, c'est-à-dire 25 s après, et déconnectera alors le secteur de la charge.

La manipulation que nous venons de décrire n'offre que peu d'intérêt pour une durée inférieure à la minute, puisqu'il est plus simple de suivre directement le comptage affiché depuis 0 et de l'arrêter au moment voulu en appuyant sur la touche ARRET.

Par contre pour des durées plus importantes (gamme MIN), on peut opérer de la façon suivante :

Soit à programmer une durée de 45 mn. On mettra 53 sur SEC et, la charge étant débranchée, faire écouler 15 s de comptage, puis appuyer sur ARRET. Passer alors 53 sur MIN, brancher la charge et appuyer sur DEPART, le comptage et la prise commandée seront alors actifs pendant 45 mn.

Ainsi, on peut obtenir bien des services de ce petit appareil, dans le domaine électroménager, la photographie (compatibilité chambre noire pour papiers) gravure chimique, etc.

J.C.

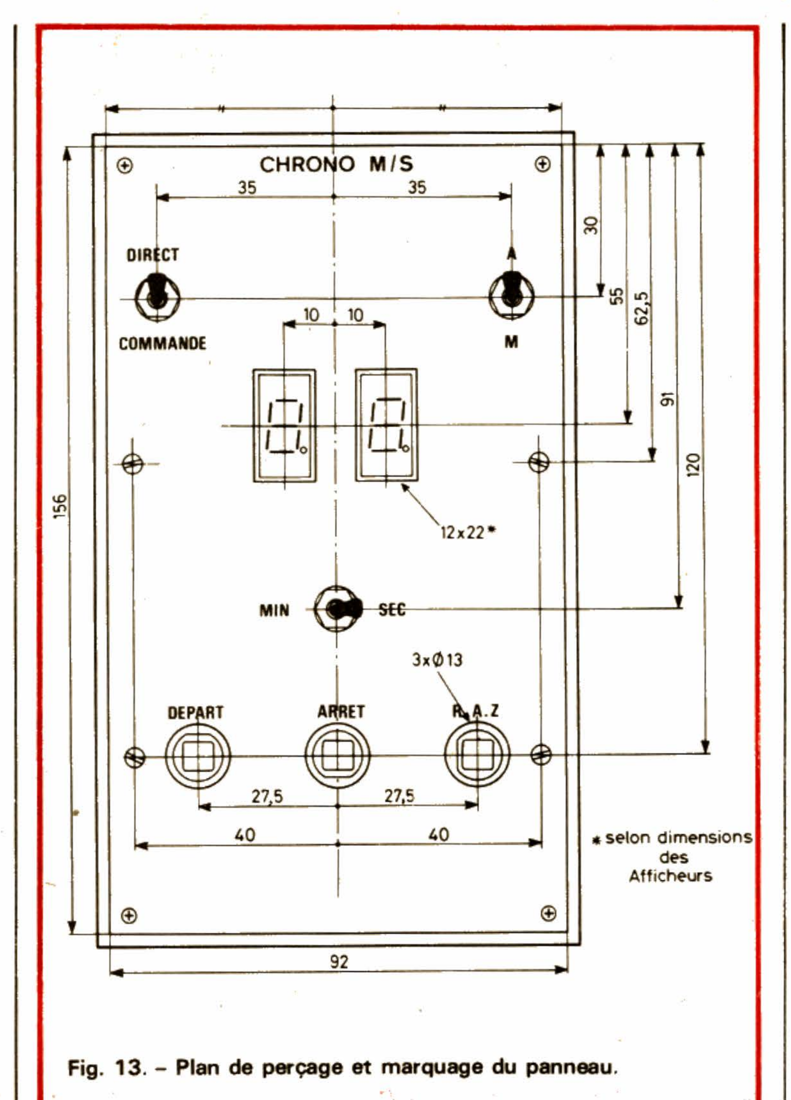


Fig. 13. – Plan de perçage et marquage du panneau.

Liste des composants

Alimentation

Carte imprimée 91,5 × 50 mm, époxy

T_2 : transformateur d'alimentation 220 V/9 V, 0,4 A réf. 104 KUBICKI ou équivalent

T_1 : transformateur petit modèle pour jeux de lumière rapport ⩾ 1

Pont moulé General Instrument KPP02/7240 (ou équivalent)

Régulateur intégré Texas 7805.

Triac 4 ou 6 A, source quelconque

Condensateur 2 200 µF (16 V)

Sprague 16 × 40 mm ou équivalent

Condensateur 220 nF mylar ou polyester, source quelconque
10 picots de câblage

Horloge

Carte imprimée 91,5 × 50 mm, époxy

1 résistance 1 kΩ
1 résistance 4,7 kΩ
3 résistances 10 kΩ
1 résistance 22 kΩ
1 résistance 100 kΩ
1 résistance 150 kΩ
1 résistance 470 kΩ
1 résistance 2,2 MΩ
1 résistance ajustable de 47 kΩ

5 condensateurs 10 nF polyester ou mylar
1 condensateur 100 nF
1 condensateur 470 nF MKM Siemens
1 condensateur 1 µF (16 V) tantale goutte
1 condensateur 2,2 µF (16 V) tantale goutte
2 diodes 1N4148 ou équivalentes
2 circuits Timer 555, source quelconque
1 circuit logique SN7410
9 picots de câblage

Sélection comptage

1 carte imprimée 91,5 × 50 mm époxy

1 résistance 390 Ω
2 résistances 10 kΩ

4 condensateurs 100 nF polyester ou mylar
1 diode zener 4,7 V (BZX83 C4 V7, par exemple)
2 circuits logiques SN7490
2 circuits logiques SN7492
1 circuit logique SN7402
1 circuit logique SN7492
16 picots de câblage

Affichage

Carte imprimée 85 × 50 mm époxy

15 résistances 180 Ω

1 condensateur polyester ou mylar de 100 nF (éventuellement céramique)
2 circuits logiques SN7447
2 afficheurs 7 segments, anode commune à LEDS (Texas TIL312P ou équivalent)
4 picots de câblage

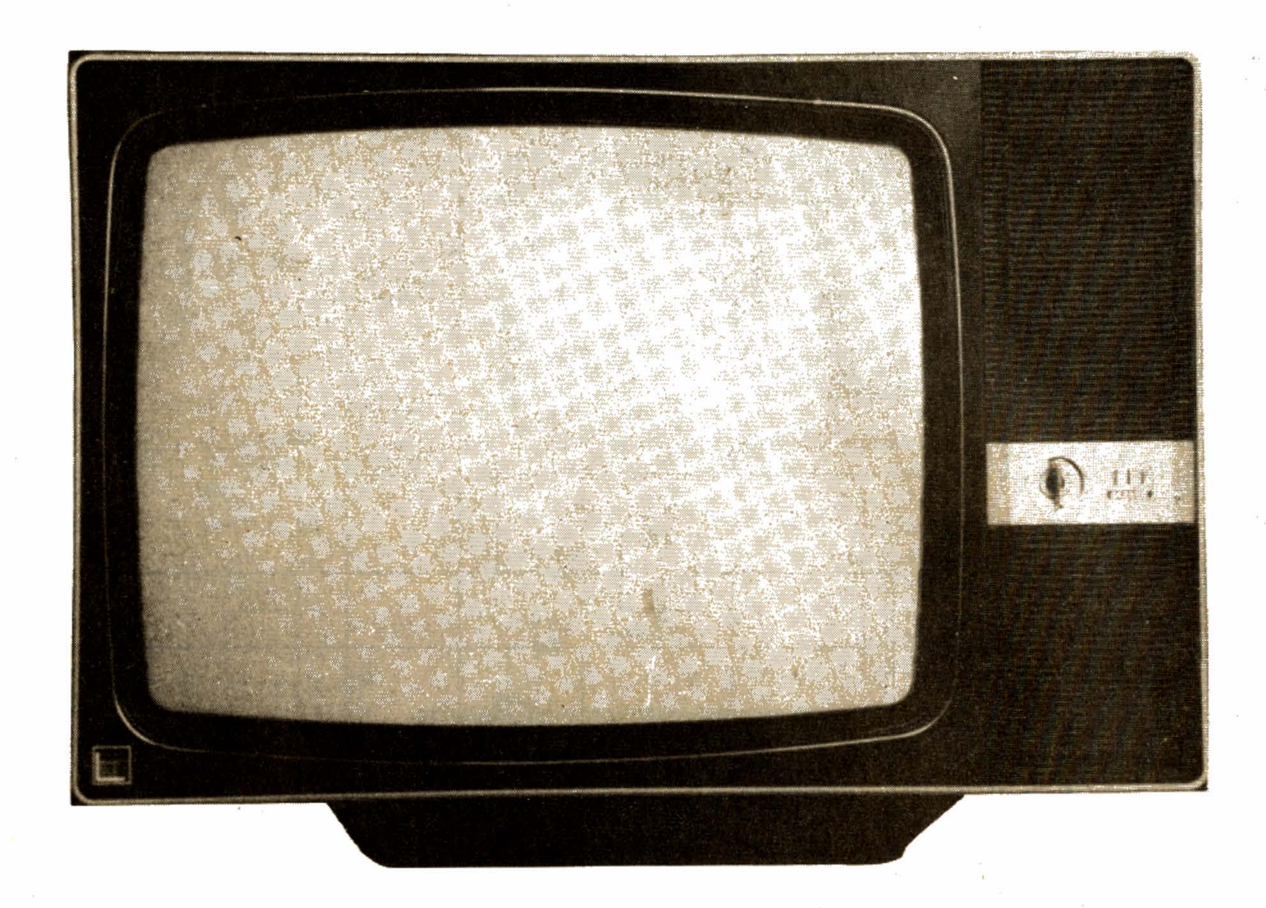
Plaquette de commande

carte imprimée 85 × 20 mm époxy

3 touches de commande à poussoir en contact travail (source possible JCS comp.)
1 condensateur tantale goutte de 22 µF (25 V) 12 × 20 mm

Divers

Coffret Teko P/3
Embase avec prise femelle (prise commandée)
Cordon secteur équipé
Passe-fil caoutchouc pour ∅ 8 ou 10 mm
2 interrupteurs miniatures (A/M et DIRECT/COMMANDE
1 simple inverseur subminiature (M/S)
Visserie de 3 mm, entretoises de 5 mm.



LE TELEVISEUR ITT OCEANIC 561 111

LE téléviseur 561111 ITT - Océanic, que nous avons eu l'occasion de « tester », fait partie de la nouvelle série équipée du châssis de base U13 0561. Utilisant un tube de 90° autoconvergent, à déviateur du type selle-tore scellé sur le tube (donc convergence et pureté réglées à la fabrication une fois pour toutes), il compte 11 circuits intégrés, 53 transistors, 1 thyristor et une centaine de diodes diverses. Son schéma, relativement classique à première vue, comprend, bien entendu, la section péritélévision, mais comporte également un certain nombre de particularités, « astuces » pourrait-on dire, dont nous nous proposons d'analyser un certain nombre dans les lignes qui suivent et dont l'une des plus intéressantes est, sans aucun doute, l'alimentation stabilisée. A ce propos, il est bon de signaler que la consommation totale de ce téléviseur est de l'ordre de 65 W, chiffre suffisamment éloquent pour rendre inutile tout commentaire.

Alimentation stabilisée (module M)

Fonctionnement

Cette alimentation, dont le schéma de la figure 1 représente l'ensemble, c'est-à-dire la partie régulation et les redresseurs des tensions secondaires, est du type à découpage et sa structure apparemment simple cache des performances que nous n'avons encore jamais vues jusqu'à présent. En effet, cet ensemble assure le fonctionnement absolument normal du téléviseur, sans la moindre trace de perturbation quelconque sur les dimensions de l'image, sa géométrie et sa coloration, en présence des variations de la tension du secteur dans la plage de 110 à 250 V. En fait, cette plage s'étend même à moins de 105 V vers les valeurs basses et dépasse probablement 250 V vers les valeurs élevées, essai qui ne nous a pas été possible à cause des caractéristiques du survolteur-dévolteur utilisé.

Phénomène encore plus étonnant : le dévolteur étant réglé sur 110 V, le téléviseur ainsi alimenté « démarre » normalement, même à froid (après quelque 36 heures de non-fonctionnement). Il est juste de signaler, cependant, que, dans ces conditions, on observe, parfois, un petit « cafouillage » (une sorte de mélange de couleurs accompagné d'instabilité) pendant 30 secondes à 1 minute, après quoi tout redevient normal.

Bien entendu, cette stabilisation agit également en sens contraire, en compensant immédiatement toute diminution ou tout accroissement d'une tension secondaire, conséquence d'un accroissement ou d'une diminution de l'intensité dans un circuit ou un ensemble de circuits. A la limite, c'est-à-dire dans le cas d'un court-circuit ou d'un fonctionnement à vide ou sur une charge insuffisante, l'alimentation « décroche » et le transistor oscillateur de puissance OT6, au lieu de produire, dans son circuit de col-

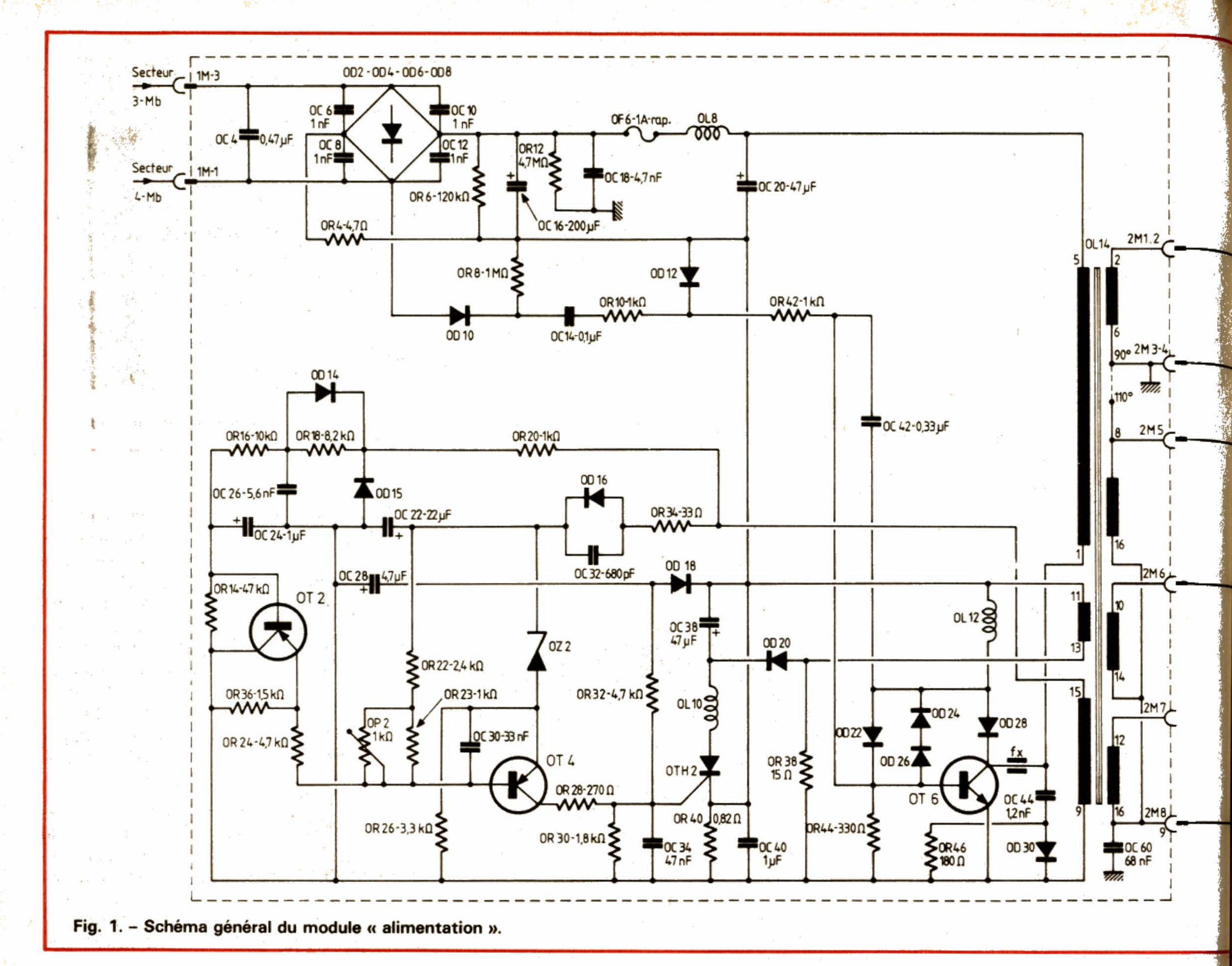


Fig. 1. – Schéma général du module « alimentation ».

lecteur, des signaux à allure vaguement rectangulaire, délivre des impulsions très courtes, de très grande amplitude (de l'ordre de 800 V c à c et espacées de 20 ms, ce qui correspond à une fréquence de récurrence de 50 Hz.

Les secondaires du transformateur OL14 alimentent trois redresseurs mono-alternance (BOD32, BOD34 et BOD36), la tension continue fournie par les deux derniers étant « restabilisée » par une diode zener à la sortie de BOR62 (16 V) et par un stabilisateur intégré BOIC2 à celle de BOL20 (12 V).

En résumé, on se trouve en présence d'un ensemble où un redresseur en pont, connecté directement au secteur, alimente une sorte de convertisseur de puissance dont un système régulateur fait varier la fréquence et l'amplitude de l'oscillation en fonction des variations de la charge ou de la tension du secteur. La fréquence de ce convertisseur variant entre 25 et 50 kHz, on aboutit à un transformateur (OL14) dont les dimensions et, par conséquent, le poids n'ont aucune commune mesure avec ceux qu'aurait un transformateur fonctionnant sur 50 Hz. Enfin, tous les circuits secondaires de ce transformateur sont complètement séparés du secteur.

Composants

Résistances. La plupart des résistances de ce module sont des 0,5 W sauf : OR20 et BOR54 (1 W) ; OR6, BOR51 et BOR62 (2 W) ; OR4 (9 W, fusible) ; OR40 (10 W) ; OR46 (11 W). La tolérance sur la valeur de BOR62 ne doit pas dépasser ± 5 %.

Condensateurs. Nous pensons que les indications du schéma original en ce qui concerne la tension de service des condensateurs autres qu'électrochimiques sont incomplètes et allons essayer de les reconstituer ci-dessous en nous appuyant sur des schémas de systèmes analogues en notre possession. Tous les condensateurs qui ne sont pas indiqués ci-dessous peuvent être prévus pour une tension de service de 160 à 250 V, quant aux autres, on a, y compris les électrochimiques : OC38 (16 V) ; BOC56, BOC64, BOC66 (25 V) ; OC22, OC28, BOC54, BOC62 (40 V) ; OC24 (63 V) ; OC16 (350 V) ; OC20, BOC52, BOC58 (400 V) ; OC4 (630 V) ; OC6, OC8, OC10, OC12, OC44, BOC46, BOC48, BOC50 (1 kV) ; OC18 (2,5 kV).

Diodes. Nous indiquons, entre parenthèses, pour tous les semi-conducteurs, les remplacements éventuels possibles, étant bien entendu que tout remplacement de ce genre comporte toujours une part de risque d'un fonctionnement ne correspondant pas aux conditions prévues par le constructeur. Il est donc toujours nécessaire de s'assurer, surtout lorsqu'il s'agit d'éléments de « puissance », que le remplacement ne provoque pas un courant nettement supérieur à la normale ni un échauffement excessif de la diode ou du transistor remplacé.

OD2, OD4, OD6, OD8 : BY255 (BYX49/1200), 1N4725, 1N5003 ou, en général, des diodes prévues pour un cou-

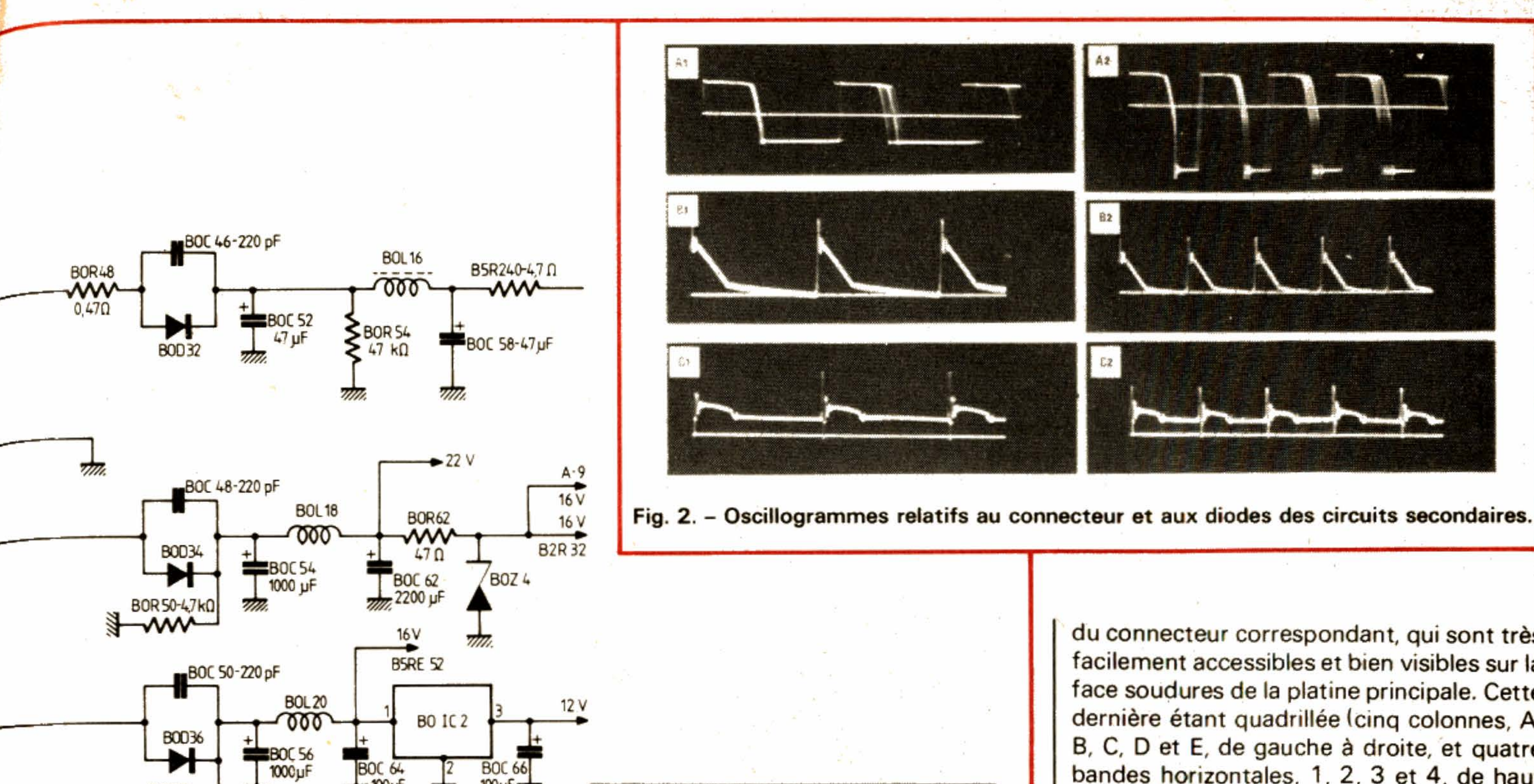


Fig. 2. – Oscillogrammes relatifs au connecteur et aux diodes des circuits secondaires.

Fig. 4. – Deux oscillogrammes complémentaires : sortie 5 du transformateur OL14 (A) ; cathode du thyristor (B)

rant redressé de 3 A et une tension inverse de 1 000 à 1 300 V) ; OD10 : BA159 (BY208/1 000, BYX10) ; OD12, OD14, OD15, OD16 : 1N4148 (BA100, BAX16, BAX17) ; OD22, OD24, OD26 : 1N4001 (BY126, BY127, BY227) ; OD28, OD30, BOD32, BOD34, BOD36 : BY299 (BYW56, 1N5062) ; OD18, OD20 : BA157 (BY206, BA148, BA185) ; OZ2 : ZPD6,8 (BZX46-C6V8, BZX79-C6V8, etc.) ; BOZ4 : 1N5353. Il s'agit ici d'une diode zener pour 16 V dissipant 5 W, valeur qui n'est pas courante dans les séries « européennes », sauf BZV40-C16 **(Siemens)**. A défaut, on peut penser à ZX16, 12,5 W (ITT), ou encore à BZY93-C16, 20 W (TTC), mais les conditions d'utilisation risquent d'être anormales, surtout avec une diode de 20 W, d'autant plus que la diode utilisée doit présenter une tension de stabilisation de 16 V à ± 5 %.

Thyristor. OTH2 : EMS4629D. Nous ne connaissons pas l'équivalent de ce thyristor, mais il s'agit d'un modèle de faible puissance, en boîtier TO-39 ou TO-5, muni d'un petit radiateur en étoile. Nous pensons que des thyristors tels que TO,8 NO,6 A00 (ITT) ou 2N1596, 2N2324, etc. **(Motorola** ou autres) peuvent convenir.

Transistors. OT2, OT4 : BC251B (BC558A, BC258A, BC178A, BC158A, BC351A, etc.) ; OT6 : ESM498. Encore une fois, nous ne connaissons pas l'équivalent de ce transistor, mais il faut penser qu'on utilise, pour cette fonction, en règle générale, des modèles dont les caractéristiques sont à peu près celles des transistors de puissance de sortie lignes : BU112, BU210, BU126, etc. en boîtier TO-3 et fixés sur un radiateur « confortable ».

Circuit intégré. BOIC2 : MC7812CT (LM340T12, µA7812UC, 7812CU, etc.).

tension

La mesure rapide des principales tensions d'un module en général, et du module M en particulier, se fait aux broches du connecteur correspondant, qui sont très facilement accessibles et bien visibles sur la face soudures de la platine principale. Cette dernière étant quadrillée (cinq colonnes, A, B, C, D et E, de gauche à droite, et quatre bandes horizontales, 1, 2, 3 et 4, de haut en bas), il devient facile de « situer » tel ou tel connecteur. C'est ainsi que celui du module M (vertical), à cheval sur la limite des carrés E_1 et E_2, est à 9 broches, la numérotation commençant par le haut, par l'extrémité où se trouve le guide-détrompeur.

Cependant, comme ces broches correspondent aux sorties des secondaires du transformateur OL14, on n'y trouve, en fonctionnement normal, que de très faibles tensions négatives : – 0,64 V aux broches 1-2 ; – 0,075 V environ à la broche 5 ; – 0,06 V ; à la broche 6 ; – 0,1 V à la broche 7.

Donc, pour mesurer les différentes tensions du module M, il est nécessaire de démonter ce dernier (il suffit d'enlever trois vis, ce qui permet de dégager le blindage) et de l'enficher côté soudures, possibilité prévue pour à peu près tous les modules de ce châssis.

La plupart des tensions que l'on peut mesurer en différents points du module varient fortement en fonction de la tension du secteur. Les chiffres que nous citons ci-après correspondent aux deux extrémités de la plage de régulation : 110 et 250 V, et nous les indiquons dans le même ordre pour chaque point de mesure : 1 pour 110 V ; 2 pour 250 V. Il est essentiel de préciser que toutes les mesures de tensions aux points situés à gauche du transformateur OL14 (y compris son primaire) doivent se faire par rapport au « moins » du pont redresseur OD2, OD4, OD6, OD8, c'est-à-dire le point commun OR4, OC6, OC8, OD2, OD4. Dans ces conditions, les tensions mesurées se présentent comme suit :

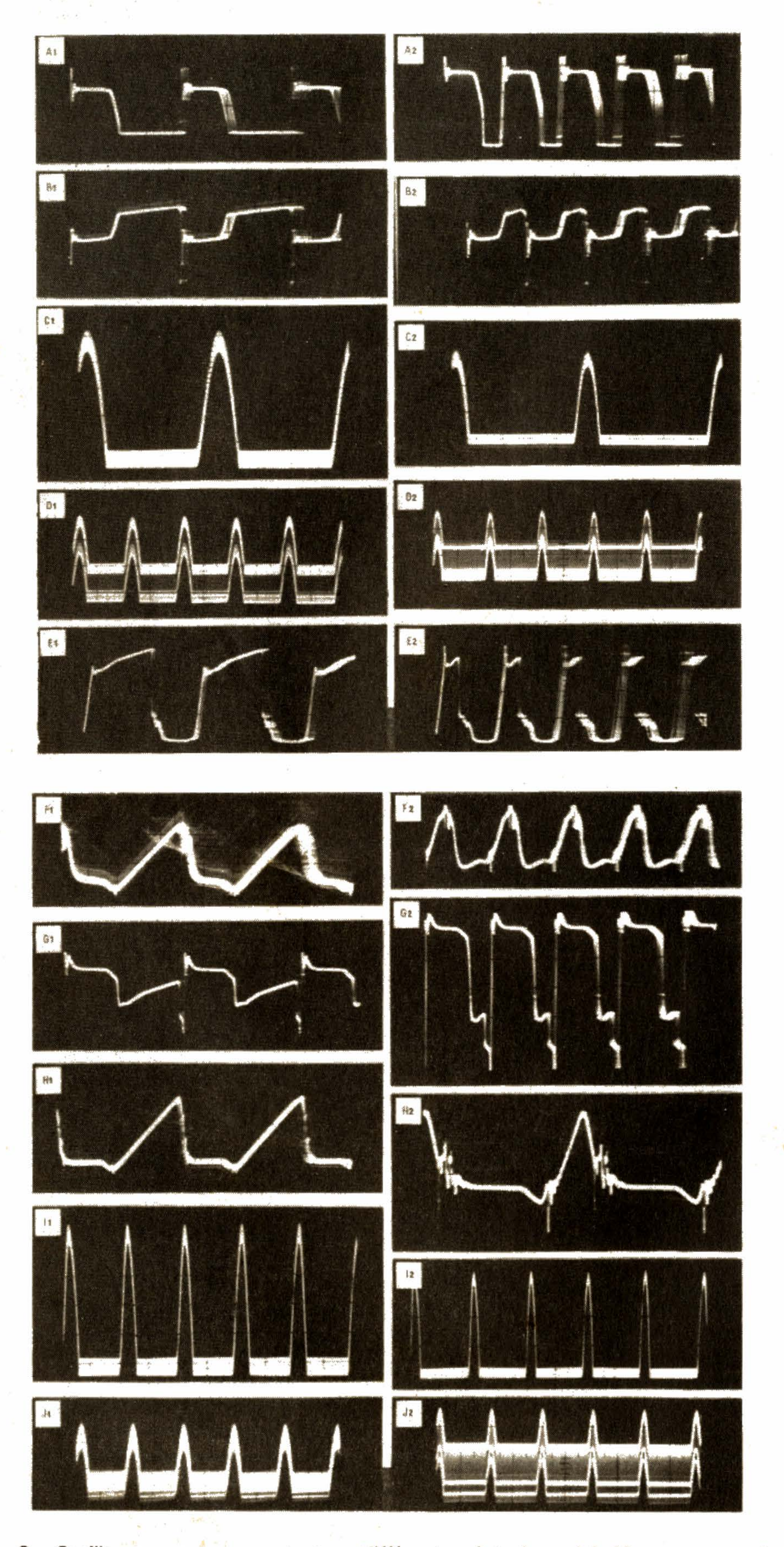


Fig. 3. – Oscillogrammes se rapportant aux différents points du module M, pour une tension du secteur de 110 V (1) ou de 250 V (2).

Le « plus » de OC20 ou sortie 5 du OL14
Collecteur OT6 ou sortie 1 du OL14
Base OT6
Emetteur OT6
Anode thyristor OTH2
Cathode thyristor OTH2
Sortie 13 du transformateur OL14
Gâchette thyristor OTH2
Emetteur OT4
Base OT4
Collecteur OT4
Base OT2
Collecteur OT2
Emetteur OT2
Point commun OR16, OC26, OR18, anode OD14
Point commun cathode OZ2, anode OD16, OC32

La mesure de ces tensions permet de localiser rapidement la plupart des pannes qui peuvent affecter le module alimentation.

Oscillogrammes

Tout comme les tensions, tous les oscillogrammes se rapportant aux circuits primaires du transformateur OL14, doivent être relevés entre le point correspondant et la sortie « moins » du pont redresseur OD2, OD4, OD6, OD8.

Aux broches du connecteur du module M on trouve, à 250 V, un signal ayant l'allure A2 de la figure 2, et à 110 V un signal tel que A1. Les signaux de cette forme apparaissent aux broches 1-2, 5, 6 et 7 et ne se distinguent, les uns des autres que par leur amplitude (pour une même tension à l'entrée). Par exemple, une tension secteur de 250 V on mesure 300 V, c'est-à-dire en 1-2, 60 V en 5, 50 V environ en 6 et quelque 100 V en 7.

On voit ici qu'une diminution de la tension secteur fait varier trois paramètres du signal qui apparaît aux broches du connecteur et qui, pour les oscillogrammes A, est, à peu de chose près, l'image de la forme d'oscillation du transistor de puissance OT6 : la fréquence et l'amplitude diminuant lorsque la tension du secteur diminue ; le rapport cyclique, si on le définit par celui du temps de conduction sur le temps de blocage, diminue également. Pour fixer les idées, notons que l'amplitude du signal aux broches indiquées plus haut est, avec 110 V à l'entrée, de 200 V en 1-2, de 40 V en 5, 50 V en 6 et 60 V en 7.

Les oscillogrammes B et C montrent le signal que l'on trouve à la cathode des diodes BOD32, BOD34 et BOD36, B pour la première et C pour les deux autres, toujours à 110 V en 1 et 250 V en 2. L'amplitude de ces signaux est faible, mais un peu plus élevée pour 110 V que pour 220 V : 1,5 et 1 V pour BOD32 ; 0,42 et 0,35 V pour BOD34 ; 0,6 et 0,5 V pour BOD36. Dernière précision : tous les oscillogrammes de

la figure 2 ont été relevés à 10 μs/cm en tant que vitesse de balayage.

Si on relève les différents oscillogrammes du module après l'avoir enfiché côté circuit imprimé de la platine principale, ce qui rend accessible aussi bien le côté composants du module que son côté « imprimé » (photos B et C), on trouve les signaux de la figure 3, où, comme précédemment, la colonne 1 correspond à la tension secteur de 110 V et la colonne 2 à celle de 250 V. On y trouve donc :

A. – Collecteur OT6, à 10 μs/cm, avec l'amplitude de 500 et de 700 V respectivement.

B. – Base OT6, à 10 μs/cm. Amplitude identique pour 110 ou 250 V : 15 V c à c à-dire environ.

C. – Emetteur OT6, à 2 ms/cm (à 10 μs/cm, on n'y trouve aucun signal cohérent). Amplitude nettement plus élevée en 110 V (11 V c à c) qu'en 250 V (7 V environ).

D. – Anode thyristor OTH2, à 5 ms/cm, avec 16 V environ en 1 et 15 V en 2.

E. – Anode thyristor OTH2, à 10 μs/cm, avec 7 V en 1 et 8 V environ en 2.

F. – Gâchette du thyristor OTH2, à 10 μs/cm, avec 1,2 V en 1 et 1 V environ en 2. Si on opère à 5 ms/cm, on y trouve un signal analogue à C (à vitesse de balayage près), de 10 V en 1 et 8 V environ en 2.

G. – Signal relevé à la sortie 13 du transformateur OL14, à 10 μs/cm. Amplitude : 6 V en 1 et quelque 11 V en 2.

H. – Emetteur OT2, à 10 μs/cm, avec 1,4 V en 1 et 0,8 V en 2 (la position de l'atténuateur n'est pas la même).

I. – Emetteur OT4, à 5 ms/cm, avec 10 V c à c en 1 et 7 V en 2.

J. – Sortie 13 du transformateur OL14, à 5 ms/cm, avec 15 V c à c en 1 et 17 V environ en 2.

Pour compléter ces quelques oscillogrammes nous en reproduisons encore deux (fig. 4) qui montrent, en A et à 5 ms/cm, le signal que l'on doit trouver à la sortie 5 du transformateur OL14 (secteur à 250 V), avec une amplitude de quelque 10 V c à c, et en B, et toujours à 5 ms/cm, le signal à la cathode du thyristor OTH2, dont l'amplitude est de l'ordre de 7 V c à c.

Quelques remarques

Les modules « alimentation » (M), « base de temps verticale » (J) et « correction Est-Ouest » (K) sont disposés sur la platine principale comme le montre la photo D. Pour démonter celui qui nous intéresse, M, il faut enlever trois vis (deux sur la platine et une sur le côté) pour dégager le blindage, après quoi il suffit d'enlever la vis qui tient le connecteur, ce qui permet de sortir le module. Il est à noter que tout le circuit imprimé de ce dernier (photo C) devient accessible dès qu'on enlève le blindage, et le besoin d'embrocher le module côté soudures de la platine ne peut se justifier que si on doit intervenir côté composants (photo B).

Bien que le montage ne soit pas particulièrement serré, on trouve des endroits où il existe un voisinage dangereux, auquel il faut faire très attention lorsqu'on mesure les tensions et encore plus lorsqu'on relève les oscillogrammes, car le crochet de la sonde risque souvent de toucher la soudure voisine au moindre faux mouvement. C'est notamment le cas des points 1 et 2 de la photo C, qui correspondent au collecteur (1) et à la base (2) du transistor de puissance OT6. Un contact entre ces deux points, une sonde ou une pointe de touche qui glisse, et c'est le fusible OF6 qui saute, mais en même temps le transistor OT6 (généralement court-circuit franc collecteur-émetteur). Le point 3 est celui par rapport auquel on doit mesurer les tensions et relever les oscillogrammes de toute la partie non isolée du secteur.

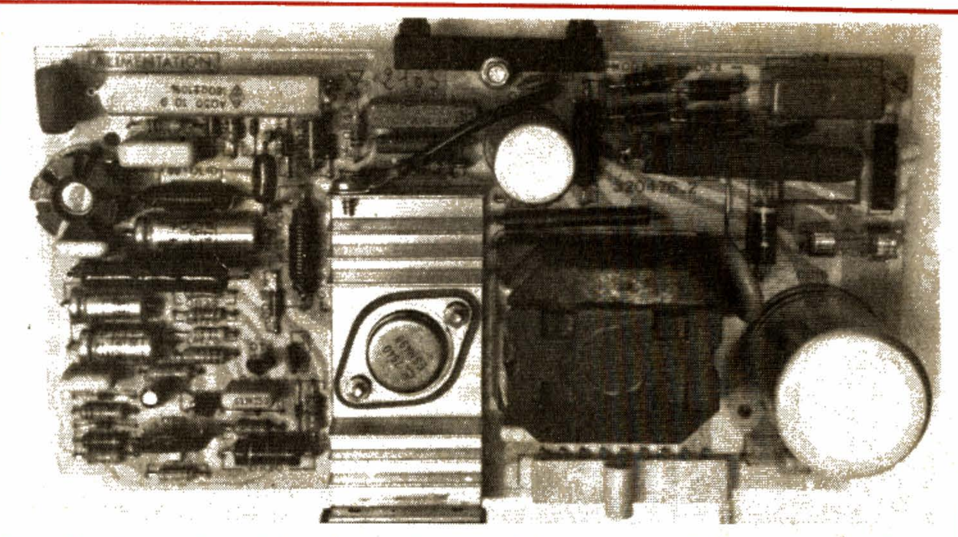


Photo B. – Aspect du module « alimentation » vu côté composants. On remarquera les dimensions réduites du transformateur (à droite du transistor de puissance).

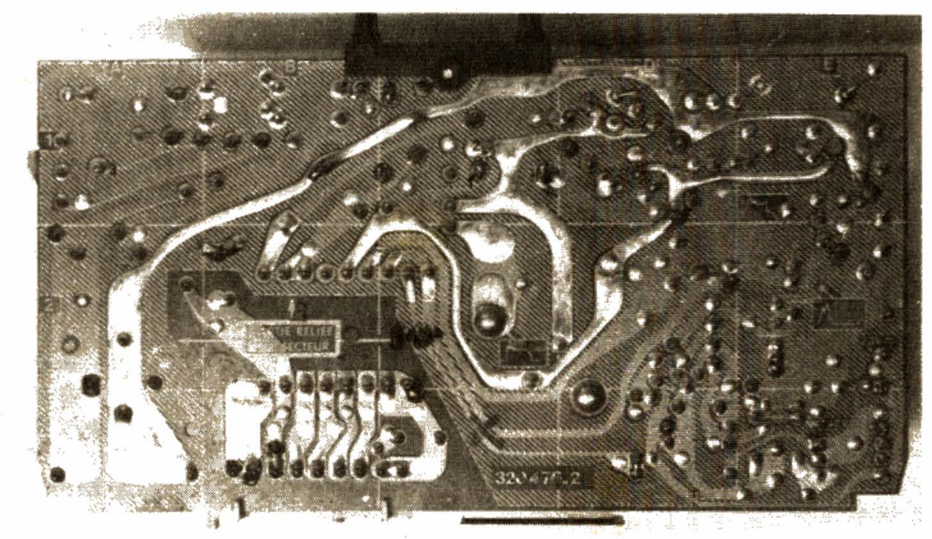


Photo C. – Le module « alimentation » vu côté circuit imprimé et soudures.

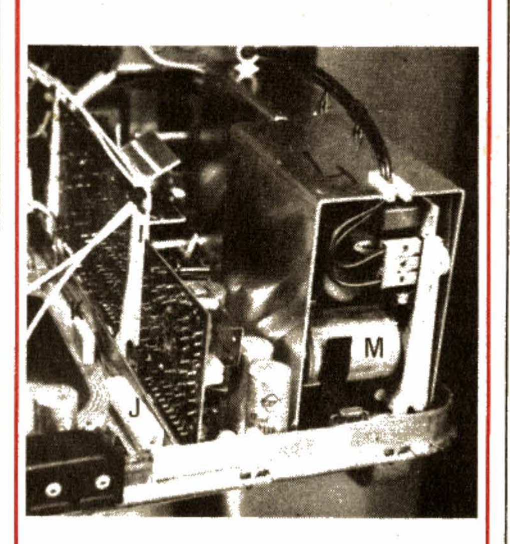


Photo D. – Position respective des modules M, J et K sur la platine principale.

W. SOROKINE

FESTIVAL DU SON 1980

LE TRIOMPHE DE L'HYPERTECHNOLOGIE

(suite voir N° 1655)

Les magnétophones

Le magnétophone à cassette, en 1980, c'est le métal. La fameuse cassette métal, n'est toujours pas normalisée. Son point de fonctionnement devrait être normalisé d'ici un an, nous verrons bien. Cette année, la plupart des constructeurs offrent un magnétophone à position métal. Ils ne manquent pas d'indiquer cette possibilité en gros grâce à une étiquette collée dans un coin de la façade, comme si le métal jouait un rôle important voire capital dans la vente du magnétophone. La cassette métal coûte très cher et on peut s'étonner de voir paraître des magnétophones à position métal coûtant moins de 900 F (Technics), nous allons avoir sur le marché des magnétophones dont le prix de vente sera seulement dix fois plus élevé que celui de la cassette qu'il traitera. Donc le métal semble intéresser les fabricants et aussi les distributeurs qui préféreront sans doute mieux vendre une cassette à 50 F qu'une cassette à 10 F ! Le jour où les normes seront au point, il faudra sans doute revoir les réglages de beaucoup de magnétophones pour cassette métal.

La multiplication des cassettes entraîne une multiplication des difficultés d'utilisation. JVC nous avait proposé l'année dernière un magnétophone à réglage automatique de la prémagnétisation. Le constructeur enregistrait une portion de bande magnétique la lisait et en déduisait un point de fonctionnement.

Technics cette année offre encore mieux. Avec son RS-M51, ce constructeur offre un réglage automatique de point de fonctionnement qui se fait sans défilement de la bande. Nous n'avons que peu de renseignements sur ce produit qui sera offert à un prix très intéressant.

Toujours dans le domaine de la cassette, nous trouvons des appareils de haut de gamme à microprocesseur, citons à titre d'exemple B et O qui réalise un compteur original en temps réel ou Marantz qui installe un système de programmation.

Le compteur de bande se fait parfois électronique, Grundig en installe un sur son 5500, Alpine sur son AL-110 ; nous pourrions en citer d'autres, les chiffres deviennent aussi lumineux que les indicateurs de niveau.

Le magnétophone à cassette est tout de même un peu gros, c'est sans doute ce que pense Sanyo qui nous propose un lecteur/enregistreur de micro cassette. Nakamichi avait proposé un 680 à deux vitesses, 4,76 et 2,38 cm/s, la demi-vitesse permettant d'obtenir de bonnes performances, de niveau Hi-Fi avec des cassettes métal (précisons en passant que la dernière version du 680 possède un réglage automatique d'azimut).

Le RD-XM 1 de Sanyo est un magnétophone à micro cassette, la vitesse de défilement est de 2,4 cm/s, la courbe de réponse serait de 40 à 14 000 Hz avec une cassette métallique, le rapport signal sur bruit avec Dolby HX est de 55 dB pondéré. Le magnétophone est bien entendu tout petit, il peut exploiter les cassettes normales et celles à couche métallique. Enfin voilà un magnétophone adapté aux mini chaînes... Il était déjà difficile d'obtenir des performances Hi-Fi stables de magnétophones pas toujours bien réglés, Sanyo cherche les difficultés.

De l'autre côté de la gamme, nous trouvons des magnétophones à bande, ils n'ont pas encore disparu, nous avons même des constructeurs qui renouvellent leur gamme. Philips par exemple sort un modèle à moins de 2750 F TTC, c'est un trois têtes à bobines de 18 cm.

Uher sort un nouveau 4000. Cette fois, il dispose de trois têtes, les moteurs sont à changement de vitesse électronique, le dessin de l'appareil a été revu, cette nouvelle série s'appelle monitor, la raison en est simple, il y a trois têtes.

Et le MIC ?

Si vous préférez l'anglais, vous penserez PCM. Nous avons eu droit, une fois de plus à des démonstrations. Les standards ne sont pas encore établis ce qui n'empêche pas plusieurs constructeurs de proposer, comme Sanyo des processeurs d'enregistrement et de lecture. Le premier appareil est prévu comme on pourrait s'y attendre pour les USA, les magnétoscopes PAL pourront l'exploiter à partir de la seconde moitié de 1980. La bande passante tient dans 1 dB de 20 Hz à 20 kHz, il y a moins de 0,03 % de distorsion harmonique, l'échantillonnage se fait à 44,056 kHz et les mots sont de 14 bits avec codage linéaire. La dynamique est de 85 dB ou plus, une préaccentuation est prévue pour améliorer encore la qualité de reproduction.

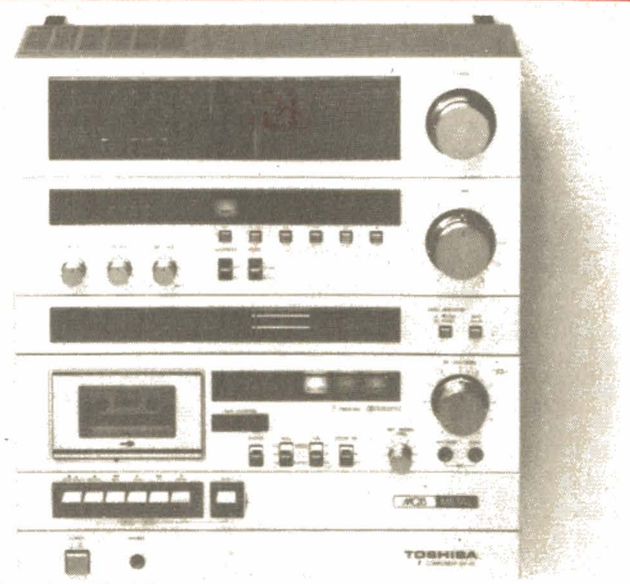
Technics, Sony présentaient également leurs démonstrations. Patience, attendons la sortie d'appareils au standard vidéo français et une normalisation internationale, 14 ou 16 bits, that is the question...

Les réducteurs de bruit

Le Hi-Com a ses adeptes et recueille les suffrages d'un nombre grandissant de constructeurs. Telefunken proposait ici un adaptateur Hi-Com pouvant être employé avec n'importe quel magnétophone à cassette. Grundig, Uher figurent parmi les constructeurs européens ayant opté pour cette solution. Notons que les cassettes Dolby peuvent être lues avec une satisfaction suffisante par les appareils Hi-Com dotés d'une position spéciale.




Slim line chez Technics.



Minichaîne chez Toshiba.

Les compresseurs expanseurs, sélectifs ou non, sont proposés par plusieurs constructeurs japonais. Toshiba avait présenté son Adres l'année dernière à Audio Fidélité. Ce réducteur de bruit s'intègre dans quelques magnétophones de la gamme. Sanyo a son tour sort son réducteur de bruit, il s'appelle Super D et se présente comme un élément de chaîne Slim Line.

Dolby ne reste pas inactif, le Dolby HX utilisé par Harman Kardon et Sanyo permet une amélioration par réglage dynamique du courant de prémagnétisation. Le système n'est pas encore tout à fait au point, nous attendons de nouvelles informations pour vous en faire part.

Les engins spéciaux

Les engins spéciaux ce sont les réverbérations ou les correcteurs acoustiques. Cette année, nous n'avons pas vu ces appareils se multiplier. Par contre nous avons trouvé chez Kenwood un petit système de réverbération pas cher pour chaîne Hi-Fi ! Les techniques utilisées sont celles de la chaîne qui prend le relais des lignes à retard à ressort...

ADC propose un correcteur pseudo paramétrique, dans un paramétrique vrai, la fréquence de chaque filtre peut être ajustée de façon continue, on dispose ici de trois fréquences par filtre, ce qui permet de disposer d'une correction un peu plus fine.

La mode

Les habillages des chaînes Hi-Fi se ressemblent tous. Il y a heureusement quelques exceptions. Par exemple Revox qui persiste dans un style très personnel ou B et O qui conserve aussi, en dépit du temps et des modes, son style scandinave... Plus traditionnels, les constructeurs français adoptent le style japonais tandis que certains Japonais auraient tendance à se pencher sur le scandinave...

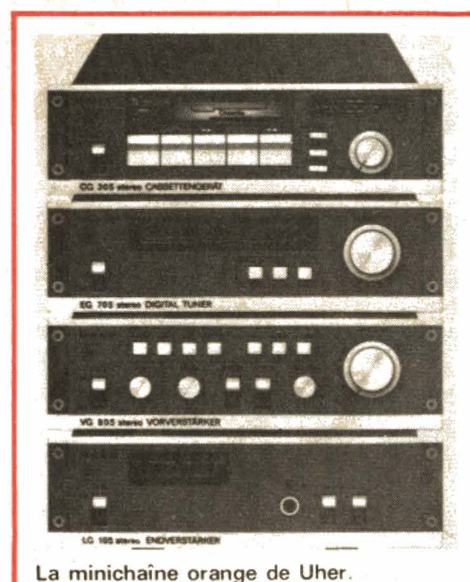
Les mini-chaînes se sont multipliées, une d'entre elle, chez Uher se présente vêtue d'orange, on s'y attendait. Parallèlement, les japonais développent les lignes basses, nombreux sont les produits adoptant cette ligne. Ce qui est plus nouveau, c'est la présentation murale des chaînes, les appareils deviennent très étroits, les tables de lecture s'accrochent au mur, et on connaissait déjà des enceintes acoustiques extra plates.



Chez Agfa, utilisation d'un ordinateur et d'une caméra vidéo pour inscrire votre portrait sur un teeshirt.



Chez Sony, démonstration d'un analyseur acoustique.



La minichaîne orange de Uher.



Chez Tandberg, une nouvelle gamme avec des microprocesseurs.



Dual : la chaîne Microset 450.

La Hi-Fi en voiture

La Hi-Fi en voiture n'est pas encore passée dans les mœurs. De plus en plus de constructeurs s'y intéressent. Les enceintes miniatures, comme par exemple les Micron peuvent s'installer dans une voiture. Les postes auto-radio n'étaient pratiquement pas là. Nous avons pu voir chez BIC un lecteur de cassette Hi-Fi. Pour l'amplification, nous sommes passés chez Delta Magnetics qui proposait plusieurs amplificateurs d'origine américaine, sous deux marques, Linear Power et Zeff. Les puissances annoncées sont tout à fait Hi-Fi, le secret de ces réalisations réside dans l'utilisation d'une alimentation à commutation pour permettre de disposer d'une tension suffisante. L'ampli Zeff délivre 75 W par canal sur 4 Ω, il peut être précédé d'un correcteur graphique par octaves.

La vidéo

La vidéo fait aussi peu partie de la Haute Fidélité que les éclairages psychédéliques et les meubles... Nous avons pu admirer quelques réalisations en ce domaine avec en particulier le projecteur vidéo de Sanyo, un projecteur vidéo pas du tout comme les autres puisque la projection se fait par l'arrière sur un écran translucide. Bien entendu, l'appareil est en un seul morceau. Les démonstrations se faisaient à partir d'un matériel U-matic.

Autre démonstration, celle du vidéo disque de Pioneer, ce vidéo disque, c'est celui de MCA. Il utilise le principe optique bien connu à lecture par laser. On peut arrêter l'image à n'importe quel moment, cette image, est d'une excellente qualité. Il est possible de rechercher n'importe quelle image à partir d'un boîtier de commande à distance, la marche arrière est possible ainsi qu'une lecture accélérée. Le disque permet un accès direct à l'information, la vidéo offre le même avantage que le disque audio.

Conclusions

Le Festival du Son et ses manifestations périphériques sont terminées depuis longtemps, une fois de plus, nous avons pu constater que les constructeurs japonais changeaient très souvent de gamme, une durée de vie de six mois pour un produit n'étant pas rare. Heureusement, tous ne pratiquent pas cette politique laissant perplexe l'acheteur. L'année 80 est à marquer dans les annales du Festival, c'est sans doute l'année où les constructeurs ont le plus voulu démontrer leur avance technologique, les nombreux prototypes montrés ici, sont là pour en témoigner. Pour l'acheteur, la multiplication des produits n'est pas là pour simplifier les choix. Heureusement, on constate une amélioration constante de la qualité sans augmentation du prix de vente. Les constructeurs ne parlent plus de watts fantaisistes, c'est aussi un bon point mais qui ne date pas de cette année. La cassette métal poursuit son avance, surtout chez les fabricants de magnétophones qui proposent le métal pour pas cher. Regrettons une fois de plus à ce sujet qu'aucune norme internationale ne soit établie, certains propriétaires de magnétophones à cassettes risquent d'avoir des surprises !

Les recherches esthétiques n'ont pas été oubliées, nous n'avons pas décerné de prix de beauté, à part quelques exceptions que nous avons signalées, les produits se ressemblent. Saluons l'apparition d'un concurrent pour la mini chaîne : la chaîne murale, en attendant celle qui sera intégrée dans un canapé, nous avons vu chez Beyer une sorte d'oreiller musical, pourquoi ne pas aller plus loin !

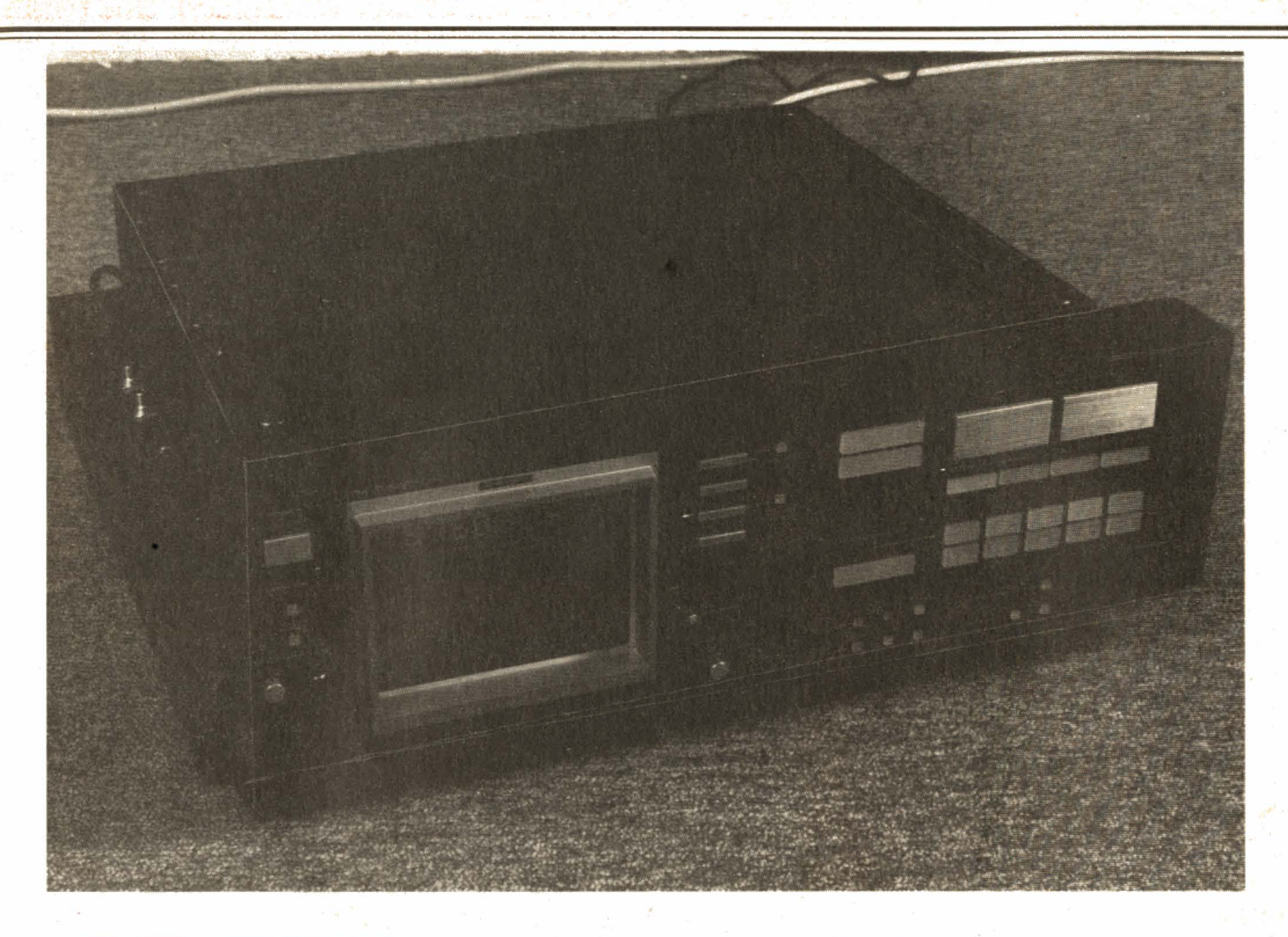
Et si je devais m'acheter une chaîne que prendrai-je ?

Après avoir parcouru en long et en large les allées du Festival du Son, le choix me paraît impossible ! Une fois de plus !

Etienne LÉMERY



En direct de la salle bleue : au piano et au micro Lavelle au cours de l'émission de Bernard Deutsch, Musique de table.



LE TUNER KENWOOD L-X3 DISPLAY D'ABORD

LE tuner Kenwood L–X3 est sans doute le plus cher du monde, et encore. Les tuners ne bénéficient pas tous d'un tube à écran cathodique, plusieurs constructeurs comme Marantz en proposent depuis fort longtemps, d'autres ont suivi (Sequerra), ils sont, bien sûr très rares. Le développement de la micro-informatique étant celui que l'on sait, nous n'avons pas été étonnés de rencontrer lors du dernier festival du son un tuner pas comme les autres qui utilisait, c'est vrai, un écran cathodique permettant de rassembler, en deux dimensions les informations « nécessaires » à une parfaite exploitation des ondes MF mises à notre disposition par les organismes nationaux de radiodiffusion et aussi par quelques émetteurs locaux ayant tendance à émettre fugitivement, nous parlons ici de radio dites libres... Nous nous proposons ici d'examiner ce qu'offre ce fameux écran cathodique qui a du faire l'admiration de plus d'un visiteur.

Le récepteur panoramique

Un récepteur panoramique, c'est un récepteur dont la tâche est de balayer une gamme de fréquences, afin de découvrir quels sont les émetteurs qui travaillent dans la bande. Ce type de récepteur est par exemple utilisé dans les centres de contrôles d'émission, il fonctionne avec écran de visualisation ou avec imprimante, les informations sortant sous forme numérique ou graphique. Ici, le rôle n'est pas la surveillance pour la surveillance mais le remplacement du cadran analogique.

Le récepteur panoramique intégré au L-X3 balaye toute l'étendue du spectre. Il est piloté par un synthétiseur de fréquence qui ne permet un arrêt que pour des fréquences espacées de 50 kHz.

L'affichage se fait comme sur la photo A. L'échelle des fréquences est représentée sous la forme d'une barre horizontale. Les fréquences sont marquées par des chiffres et le symbole MHz apparaît en bout d'échelle. Toutes les stations sont représentées ici sous forme d'une barre verticale, la longueur de la barre représentant le niveau reçu en dBf, (dB par rapport au Femtowatt). Dans le bas de l'échelle, les lettres PST indiquent les stations ayant été préréglées.

Les stations préréglées, se reconnaissent par un petit point, ici, nous avons cinq stations préréglées sur 87,80 MHz, 90,35 MHz, 93,35 MHz, 97,60 MHz et 97,85 MHz. Si vous habitez dans la région parisienne, vous aurez reconnu les stations en question. Une station pirate a été ajoutée, à 97,85 MHz, il s'agit tout simplement d'un générateur RF installé pour la démonstration.

La station à 90,35 MHz est en cours de réception, son index de repérage est différent et la fréquence de la station apparaît en clair dans le haut de l'écran. L'afficheur

indique que la station est stéréophonique, qu'il s'agit de FIP-Stéréo, que la qualité du signal est quatre, que le niveau reçu est de 70 dBf et que le taux d'ondes arrivant par des voies détournées est de 2 %.

L'indication stéréo, le facteur de qualité, le niveau du signal, le taux d'ondes indirectes (multipath) s'affichent automatiquement, l'analyse du signal étant permanente.

La mise en mémoire

La mise en mémoire des stations préréglées commence par la visualisation du spectre des émetteurs reçus. A l'aide des touches d'accord, on balaye la gamme jusqu'à ce que la station désirée soit reçue. On peut alors enregistrer la station, on choisit le numéro de la mémoire et on fait apparaître le tableau de la photo B. Sur ce tableau, nous avons les 10 numéros possibles, ils sont suivis de 6 symboles (ceux des stations 6 à 10. La fréquence s'inscrit automatiquement sur le cadran, avec les paramètres de réception. Le nom de la station s'inscrit manuellement. Dans cette opération, la commande d'accord permet de déplacer un petit point blanc situé ici au-dessous d'un alphabet. En déplaçant l'index on l'amène sous la lettre que l'on veut afficher. Nous avons inscrit de la sorte le nom de tous les émetteurs qui nous intéressaient. Nous trouvons aussi en face de chaque émetteur la largeur de bande sélectionnée, l'antenne sur laquelle la station est reçue et le niveau d'entrée.

Sélection de largeur de bande

Cette sélection est automatique. La station à recevoir est sélectionnée et on passe en mode « loupe ». Le dessin de la photo c apparaît. On voit ici une station reçue 250 kHz au-dessous de France Musique et une autre symétrique mais avec un niveau plus important. En pointillé figure la courbe de sélectivité reposant à l'extrémité de l'index du niveau reçu. Si l'émetteur perturbant « rentre » dans la courbe, le tuner sélectionne automatiquement une autre largeur de bande. Il est également possible de sélectionner manuellement une largeur de bande. Comme on peut le constater, l'écran fournit une grande quantité de renseignements qui sont évidemment très techniques.

La modulation

La photo d montre le tuner en exploitation. Cette fois, l'écran sert à donner le niveau de modulation, l'indication du bas est celle d'un vumètre, on voit ici, pour chaque canal, une barre constituée d'une série de pointillés et un losange marquant le bout

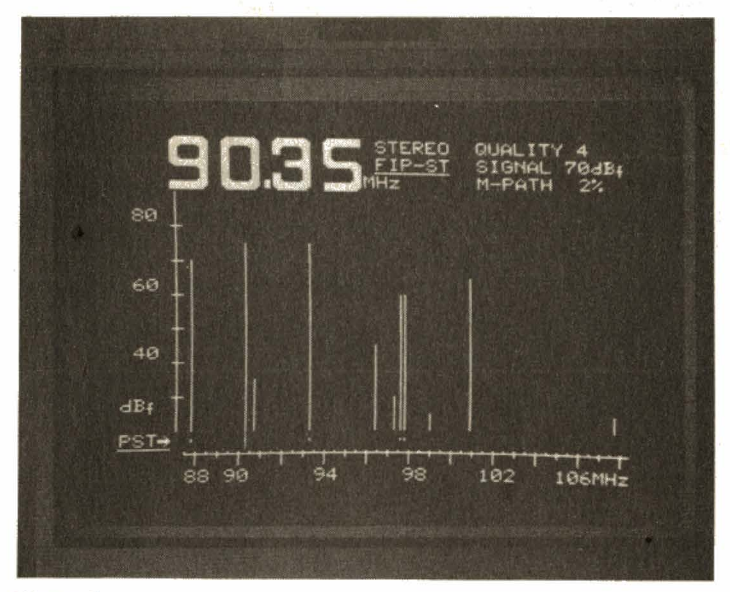


Photo A

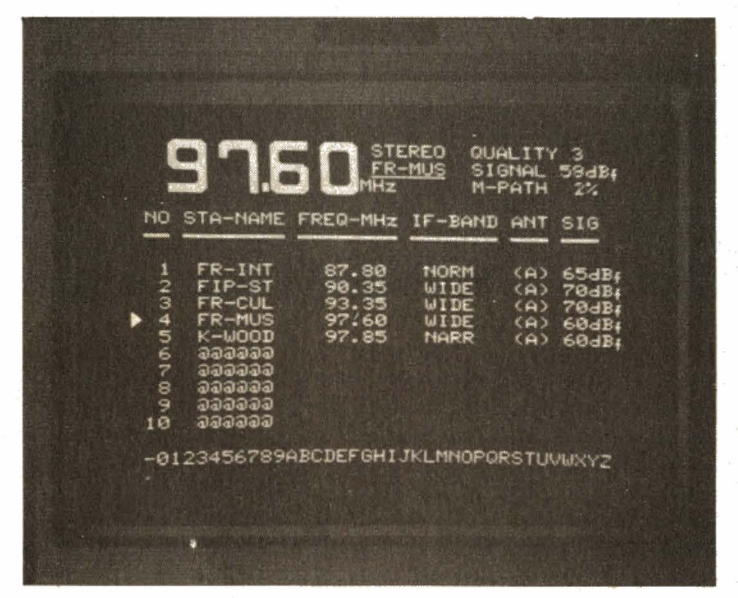


Photo B

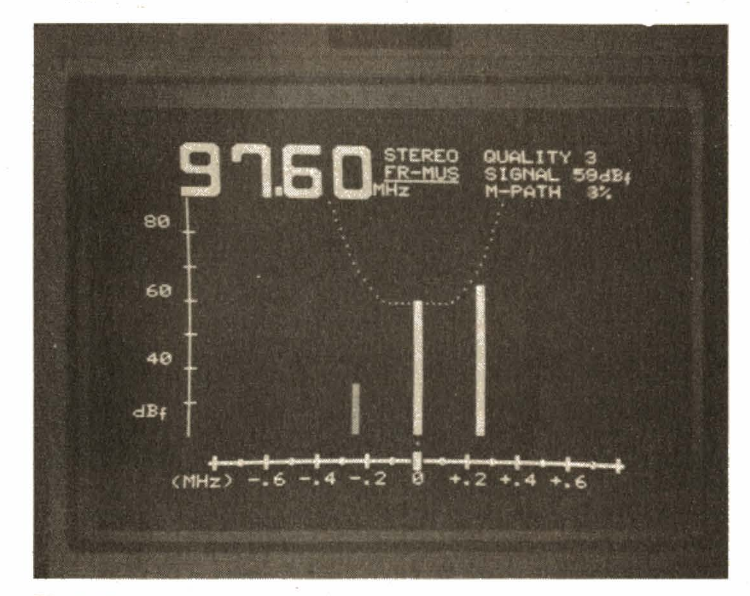


Photo C

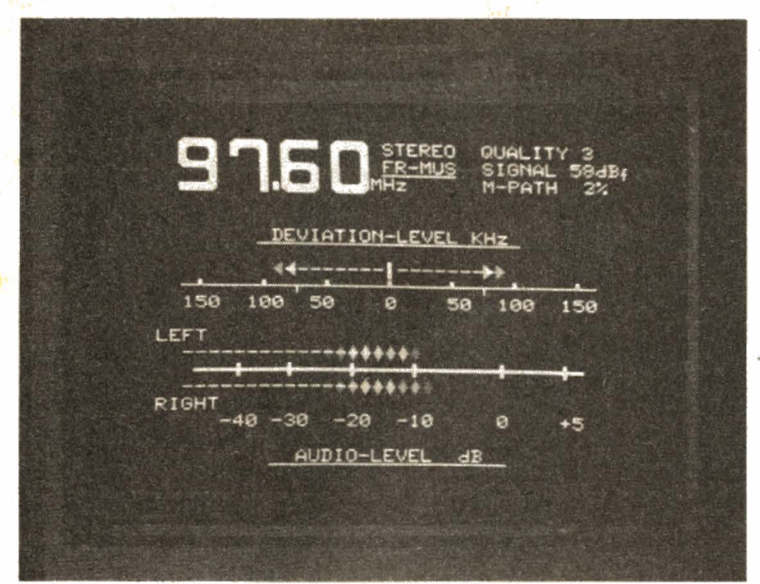


Photo D

97.60 STEREO FR-MUS MHz

NO	STA-NAME	FREQ-MHz	IF-BF
1	FR-INT	87.80	NORM
2	FIP-ST	90.35	WIDE
3	FR-CUL	93.35	WIDE
▶ 4	FR-MUS	97.60	WIDE
5	K-WOOD	97.85	NARR
6	@@@@@@		

Photo E

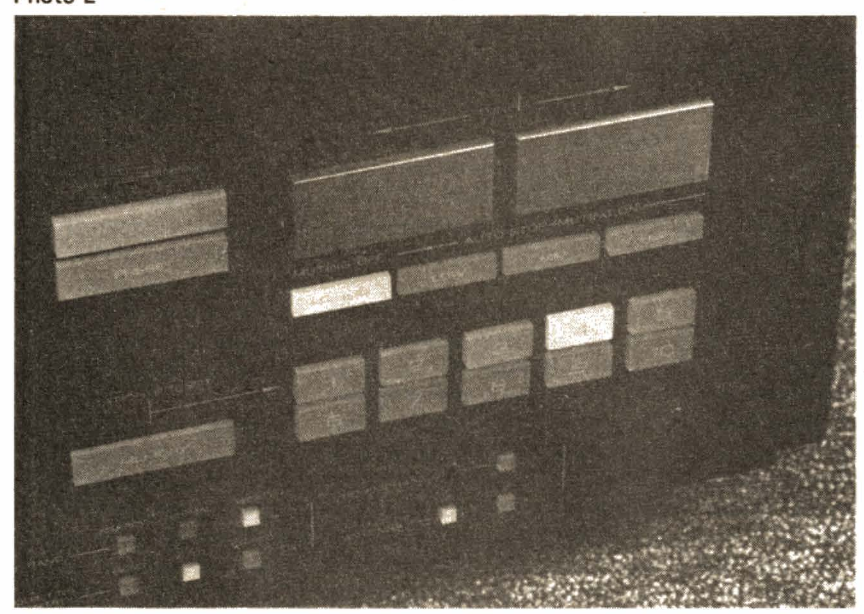


Photo F. – Les commandes du LX3, les touches concernées s'allument, elles apparaissent ici plus claires que les autres.

de « l'aiguille ». En fait, un autre losange peut exister, il marque une crête de modulation.

Au-dessus, l'indicateur de déviation indique en fait un niveau de crête, la déviation théorique est de ± 75 kHz, apparemment on dépasse cette valeur. France Musique surmodulerait-il ?

L'affichage

La photo e donne le détail de la façon dont sont affichées les informations. Les petits caractères sont affichés sous forme de points disposés suivant une matrice 5 × 7. Pour les gros caractères, nous avons également une matrice de points, une matrice qui cette fois est de 18 × 30. Les caractères sont générés par un système à micro-processeur.

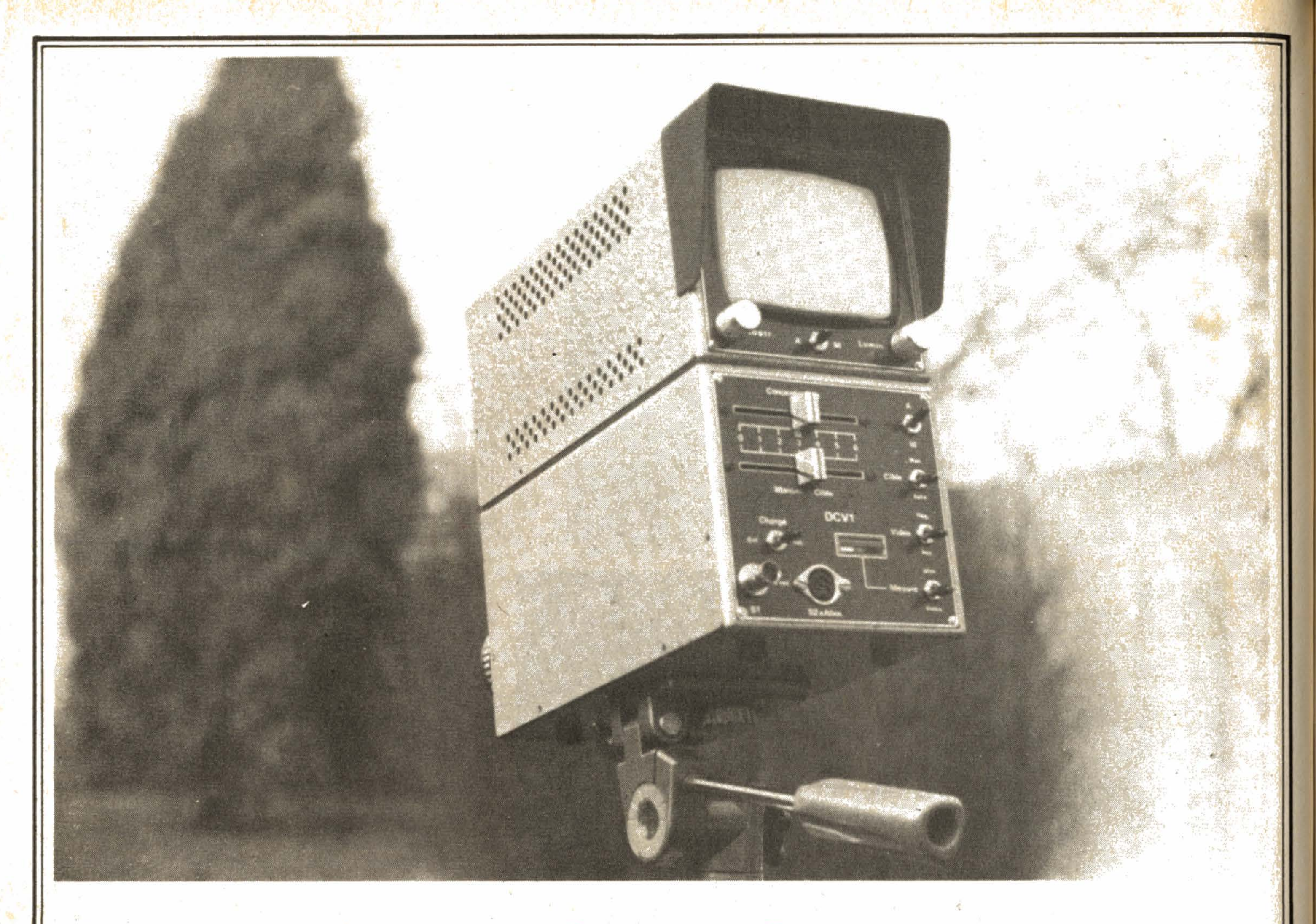
L'électronique

Le tuner Kenwood L-X3 est un prototype. Les circuits imprimés que nous avons pu découvrir sont des modèles d'étude qui ne reflètent pas la qualité finale du produit. La tête RF utilise selon toute vraisemblance une commande d'accord par diodes à capacité variable (on pourrait aussi faire appel à un condensateur variable motorisé). L'amplificateur FI utilise des filtres à onde de surface. Cette technique est utilisée depuis quelques années par Kenwood, dans ses tuners L-07T et KT 917. Cette technique permet d'avoir une courbe de réponse parfaitement modelée. La démodulation est sans doute du type à discriminateur à comptage, là encore, nous n'avons pas beaucoup d'informations.

Conclusions

Avec son L-X3, Kenwood cherche à confirmer sa place de leader, ce L-X3 sortira-t-il un jour en grande série des chaînes de la firme japonaise, nous pouvons en douter. Ce que nous souhaitons c'est qu'il soit produit même en petite série, c'est un appareil très intéressant sur le plan technique, c'est vrai, il pourra aussi rendre beaucoup de services à ceux qui se passionnent pour des réceptions à grande distance, à ceux qui habitent en Italie ou pas trop loin, à tous les installateurs de chaînes HiFi de prestige qui trouveront en lui un moyen d'analyser les signaux pour assurer une installation optimale des antennes, le L-X3, c'est aussi un appareil pour les professionnels chargés de surveiller les émissions, voilà donc des raisons suffisantes pour justifier la présence d'un tel appareil au sommet d'une gamme. Que peut donc maintenant nous préparer Kenwood, dans ce domaine, on est en droit de se le demander. Patience !

Etienne LEMERY



UN MONITOR TV
LE DMV2

D... comme Désiré !

A la suite de la description de la caméra TV noir et blanc, la DCV 1, caméra à hautes performances et dont les réalisateurs ont été unanimes à reconnaître les très bons résultats obtenus, nous avions promis la description d'un monitor TV, s'enfichant sur la caméra et constituant avec elle, un bloc de prise de vues de classe professionnelle !

Il y a plus d'un an de cela ! Aussi quelques réalisateurs de la caméra DCV 1 commençaient-ils à s'impatienter quelque peu !

Nous reconnaissons avoir tardé et nous nous en excusons. Mais soyez persuadés que vous ne regretterez pas cette attente un peu plus longue que prévu, car le DMV 2 que nous vous présentons aujourd'hui est un monitor dont la qualité laisse loin derrière elle pas mal de réalisations commerciales... et non des moindres !

En effet, beaucoup de monitors de petites dimensions ont une luminosité qui laisse à désirer et surtout une concentration du spot qui se dégrade vite, dès que l'image essaie d'être un peu brillante !

Ce n'est pas le cas du DMV 2 dont l'image reste parfaitement fine dans toutes les conditions d'utilisation.

La conception mécanique du DMV 2 a été soigneusement étudiée par notre ami Daniel Duquesnoy pour une réalisation facile avec un minimum de problèmes de mise au point. Les réalisateurs auront l'occasion d'apprécier la qualité de son travail.

Sur le plan de l'électronique, il a été fait usage de circuits intégrés spécialisés dans les étages critiques, afin d'obtenir les performances escomptées. La grosse difficulté de la réalisation du prototype s'est située dans l'étage final lignes. En effet, il fallait en partant d'une tension d'alimentation de 10 V, produire une très haute tension de 12 000 V pour l'anode du tube cathodique, tout en balayant convenablement la surface utile de l'écran. Une telle tension est d'ailleurs élevée pour le type de tube choisi, mais des essais systématiques nous ont convaincus que c'était la seule solution pour avoir une image lumineuse et fine.

En définitive, après avoir choisi un déviateur du commerce, il s'avéra nécessaire de fabriquer de toutes pièces le transfo de sortie lignes et de THT ! Les modèles du commerce que nous pouvions obtenir ne donnaient pas satisfaction, soit à cause d'un mauvais rendement, soit par des dimensions excessives.

Nous laissons les lecteurs imaginer les difficultés rencontrées dans la mise au point de cette pièce essentielle ! Et cela

explique... en partie... le retard dont nous parlions plus haut !

Toutefois, cette réalisation personnelle n'est pas sans pose de difficiles problèmes aux réalisateurs potentiels. Quand on sait que le moindre bobinage fait reculer la plupart des amateurs, allez demander de réaliser un « nid d'abeilles » et une imprégnation résistant à 12 kV !

Après de longues hésitations, nous avons pris la décision de fabriquer sur demande le transfo de THT pour tous les amateurs nous en faisant la demande. Nous fournirons également le déviateur difficile à trouver et les pièces de fixation du tube nécessitant un petit usinage particulier.

Donc, si vous êtes décidé à construire le monitor DMV 2, veuillez contacter l'auteur de cet article (F. Thobois, 38, rue J. Jaurès, 62160 Bully les Mines) dans les plus brefs délais. Il nous faudra en effet :

- d'abord commander les ferrites indispensables.
- approvisionner le fil de bobinage.
- réaliser les transfos.

Si vous ne voulez pas attendre trop, voire même arriver trop tard, il faudra vous décider très vite.

NB. Joindre évidemment l'enveloppe timbrée et adressée de rigueur, pour envoi des conditions exactes de cette fourniture.

Bien sûr, cela ne nous empêchera pas de décrire en détail ce fameux transfo de lignes... pour ceux que l'aventure intéresserait !

Signalons que le monitor n'intéresse pas seulement les réalisateurs de la caméra DCV 1. En effet, la description du DMV 2 sera immédiatement suivie de celle d'une base TV. Il s'agit d'un petit bloc plat, s'enfichant sous le monitor et le transformant en ... téléviseur classique recevant les 3 chaînes UHF françaises. Le tout fonctionnant soit sur batterie 12 V, soit sur secteur, grâce à un bloc redresseur adjoint. Dans ces conditions l'ensemble constitue un excellent téléviseur de vacances susceptible d'intéresser les amateurs de camping et les autres. La remarquable finesse de l'image obtenue, sa haute luminosité rendent l'observation très agréable et contribuent à faire oublier l'absence de couleur.

Enfin, il n'est pas inutile de signaler que la bonne définition du DMV 2 permet son utilisation en « visu » d'ordinateur.

Nous espérons donc que nombreux seront les amateurs tentés par la fabrication du DMV 2. Que les « jeunes » qui n'ont pas, comme nous, connu la période héroïque de la télévision, de 1950 à 1960, pendant laquelle la construction personnelle d'un téléviseur était courante chez l'amateur, profitent de cette occasion rare !

Il y a bien longtemps que la description d'un téléviseur n'a plus été proposée par une revue d'électronique et ce n'est pas demain la veille du jour où une telle réalisation sera reprise ! Alors profitez-en ! Et quand il s'agit du « vrai bijou » qu'est le DMV 2... il n'y a pas à hésiter !

– I – Caractéristiques du DMV 2

- Monitor 625 lignes, noir et blanc, prévu pour la caméra DCV 1. (Voir HP n° 1636 à n° 1640). Enfichage direct, sans aucun fil.
- Dimensions extérieures : 120 x 110 x 230 mn.
- Poids : 1,9 kg.
- Dimensions de l'image : 100 x 80 mm.
- Consommation : 0,9 A sous 12 V continus. Alimentation stabilisée incorporée.

Technologie

- Tube image : 110CB4 de 11 cm (4,5 pouces).
- Semi-conducteurs et circuits intégrés.

Vidéo par TBA970
Synchro par TDA 1026.
Trame par TBA810SH

Particularités

Entrée vidéo normalisée à 1 Vcc.
Alignement vidéo au niveau du noir.
Synchro lignes par comparateur de phase.
Haute luminosité et grande finesse par THT de 12 kV.
- Adaptateur UHF prévu.

– II – Etude théorique

Le DMV 2 est un « monitor » c'est-à-dire un téléviseur sans partie réceptrice HF. C'est l'équivalent de l'amplificateur BF et de son haut-parleur, comparé au récepteur radio complet.

Il se présente donc sous la forme du diagramme de la figure 1. La vidéo, issue normalement de la caméra (ou d'une autre source) est d'abord reçue par un premier étage d'adaptation et de pré-amplification. Puis le signal est envoyé vers l'étage final d'amplification attaquant le tube cathodique et provoquant la modulation de lumière du faisceau. Le gain de cet étage détermine le contraste de l'image. Son point de fonctionnement en conditionne la luminosité.

La vidéo est également prélevée à la sortie du pré-amplificateur et via un étage d'adaptation, traitée par un montage de « synchronisation » lequel extrait les tops de synchro lignes et trame. Ces tops sont envoyés d'une part vers la base de temps trame, oscillant à 50 Hz et qu'ils synchronisent en accord parfait avec le balayage de la caméra ayant analysé l'image. L'oscillation de cette base de temps convenablement formée en dents de scie assure le balayage vertical.

Les tops de lignes font le même travail et verrouillent la base de temps lignes sur 15 625 Hz, par l'intermédiaire d'un comparateur de phase,

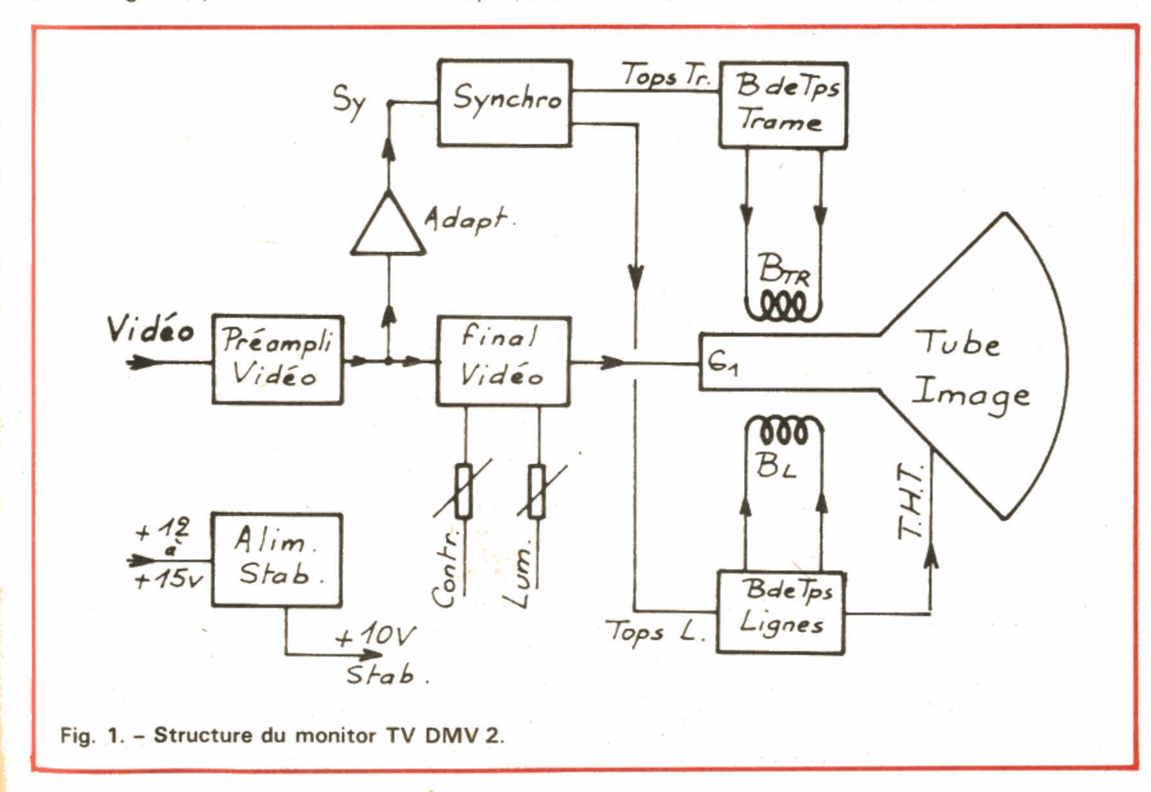


Fig. 1. – Structure du monitor TV DMV 2.

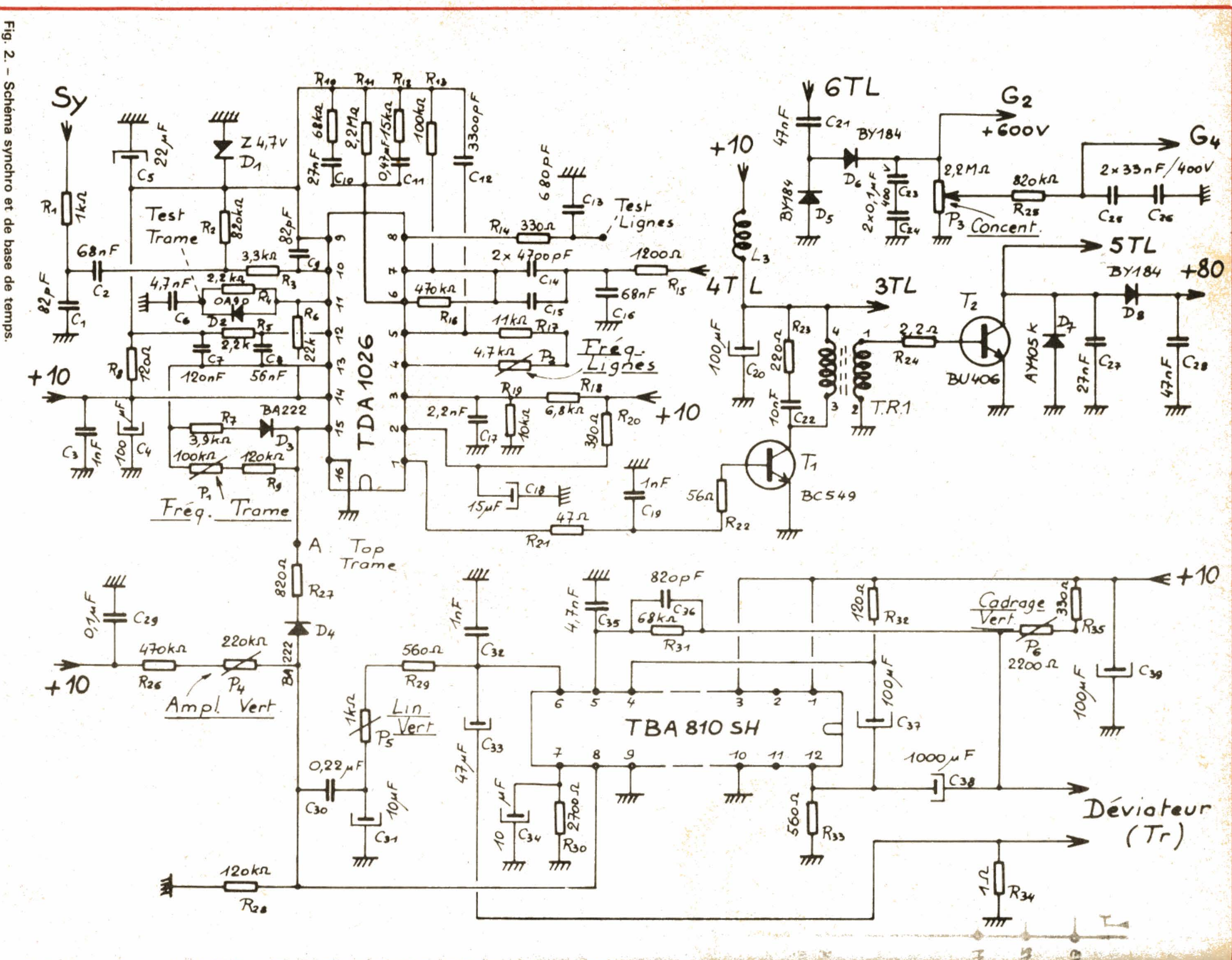


Fig. 2. – Schéma synchro et de base de temps.

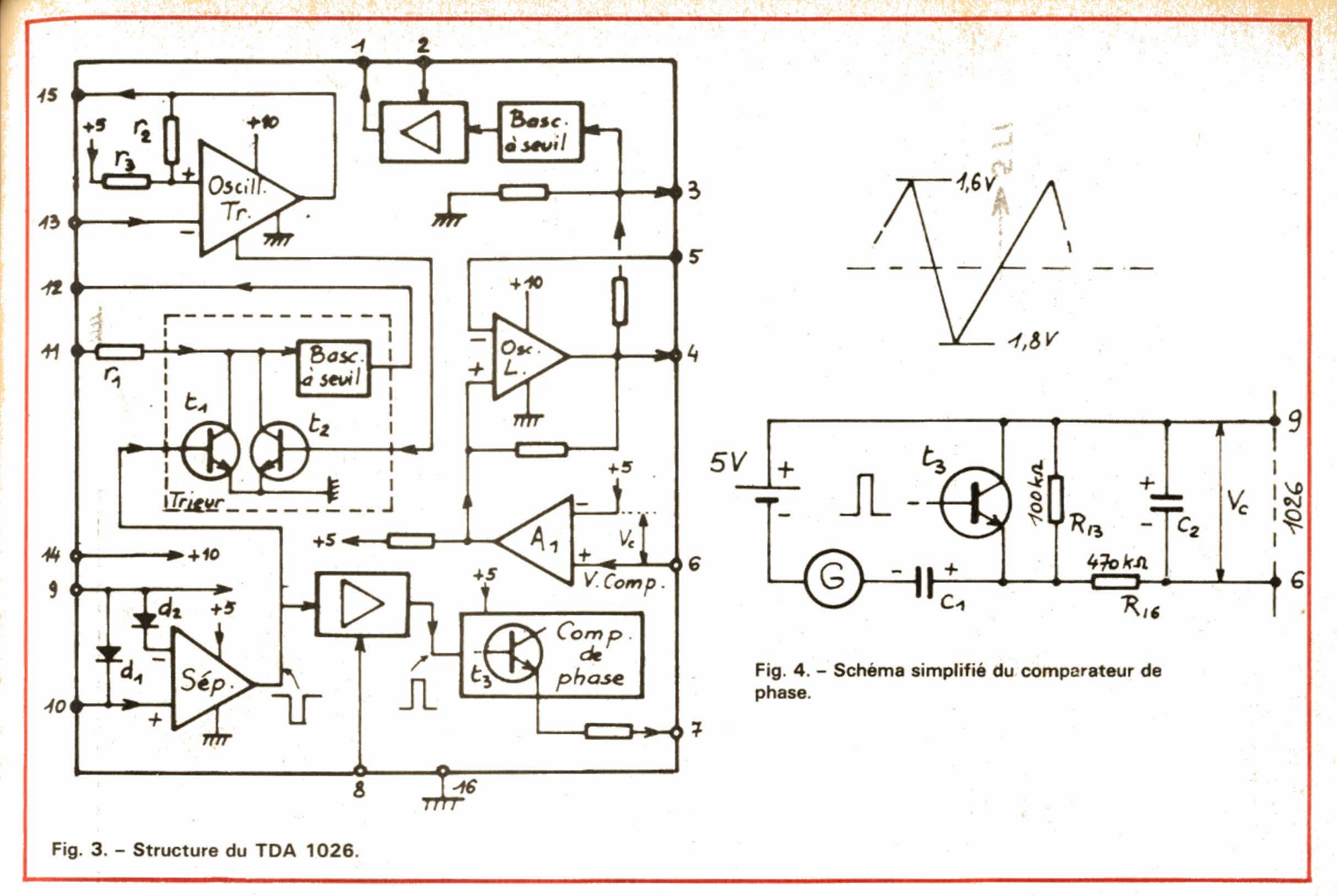


Fig. 3. – Structure du TDA 1026.

Fig. 4. – Schéma simplifié du comparateur de phase.

non représenté, et dont le rôle est de supprimer les incertitudes de position des détails de l'image, dans le cas d'un signal comportant une composante de bruit non négligeable.

L'étage de sortie lignes fournit, non seulement les dents de scie de balayage, mais aussi la THT et diverses tensions nécessaires au fonctionnement général. Une alimentation stabilisée est évidemment prévue.

Ce premier aperçu étant fait, passons à l'examen détaillé des schémas.

– 1 –
Les circuits de synchronisation

Nous prenons les signaux vidéo au point « Sy » de la figure 1. C'est-à-dire amenés à une amplitude de 3 Vcc. En effet le circuit spécial TDA 1026 qui est chargé du traitement est normalement prévu pour des téléviseurs grand public et ces appareils délivrent après détection, une tension de cet ordre. Il était donc indispensable d'avoir ce niveau pour un bon fonctionnement du TDA 1026. Ce circuit intégré, utilisé dans les derniers téléviseurs couleur Philips est encapsulé dans un boîtier DIL 16 broches. Il contient les circuits de séparation vidéo-synchro, ceux de tri, lignes-trame et enfin les oscillateurs de lignes et de trame. Voyons cela en détail. Le montage général détaillé est donné en figure 2, mais il faudra se reporter aux diagrammes et figures annexes pour une meilleure compréhension.

Le TDA 1026 exige deux tensions d'alimentation : une tension de 10 V, appliquée au picot 14 et une tension de 5 V environ appliquée au picot 9. La première est en provenance directe de l'alimentation stabilisée, la seconde est obtenue à partir du 10 V, à l'aide d'une diode zener de 4,7 V (D_1).

Les signaux « Synchro » traversent d'abord un filtre R_1 C_1 destiné à réduire le niveau de bruit éventuel, puis sont appliqués par C_2 et R_3 au picot 10 du CI. Ce picot correspond à l'entrée « + » d'un amplificateur différentiel (voir fig. 3). La diode interne D_1 aligne le fond des impulsions à un niveau de 4,3 V. A chaque impulsion, C_2 se charge rapidement à travers R_3 et D_1, qui reste bloquée entre les impulsions, tandis que C_2 se décharge très légèrement à travers R_2 et l'entrée « + » mais il récupère cette perte de charge à chaque impulsion. La chute de tension provoquée par le courant de charge aux bornes de D_1 est plus importante que celle qui existe aux bornes de D_2, de sorte qu'il en résulte une tension différentielle de commande entraînant à la sortie, l'apparition des impulsions de synchronisation seules, en lancées négatives. Ces impulsions sont envoyées d'une part vers l'étage trieur trame et d'autre part vers le comparateur de phase lignes. Voir figure 3. A la sortie du séparateur, les impulsions de synchro sont amplifiées et inversées, la cellule R_{14} C_{13} figure 2. Picot 8, agissant pour limiter la durée de l'impulsion à une valeur légèrement supérieure à la durée d'une impulsion lignes, afin d'éviter une variation de la tension de sortie du comparateur qui pourrait perturber la synchronisation lignes dans le haut de l'image.

– 2 –
Le comparateur de phase lignes

Les impulsions de retour lignes, prélevées au point 4 TL du transfo de lignes. (voir fig. 6 et 14) sont intégrées par R_{15} C_{16} et transformées en dents de scie, seule la partie descendante de cette dent de scie, correspondant au retour de lignes va constituer la plage de synchronisation.

Le comparateur de phase, à proprement parler, utilise le

transistor T_3 faisant partie du TDA 1026. (Voir fig. 3). Ce transistor fonctionne en interrupteur en ce sens qu'il se sature à chaque impulsion positive sur sa base, sa tension d'émetteur atteignant alors 5 V, et se bloque entre les impulsions. Pour mieux comprendre le fonctionnement de l'ensemble, on peut assimiler l'ensemble R_{15} C_{16} à un générateur de dents de scie G et remplacer C_{14} C_{15} par un condensateur unique, ce qui nous amène au schéma de la figure 4, où C_2 représente la capacité totale aux bornes d'entrée de l'amplificateur A_1 (fig. 3) ou si l'on préfère, la capacité entre les picots 6 et 9 du CI.

A chaque impulsion de synchronisation, C_1 se charge rapidement à travers t_3 saturé, à la différence de tension existant entre celle de l'alimentation de 5 V et la tension présente à cet instant sur la dent de scie, qui dépend de la position dans le temps de cette dernière par rapport à l'impulsion de synchronisation.

Sur l'oscillogramme a de la figure 5, la tension en dents de scie est superposée à la tension continue existant aux bornes de C_1. En déréglant légèrement l'oscillateur lignes, ce sont les variations de cette tension, en plus ou en moins de 5 V, qui font monter ou descendre la dent de scie, c'est-à-dire modifient le point où l'impulsion de synchronisation attaque cette dernière.

Au point 6 du circuit intégré, la tension est pratiquement continue (oscillogramme b) et voisine de 5 V par rapport à la masse. Dès que l'impulsion de synchro disparaît, t_3 se bloque et C_1 se décharge à travers R_{13} et le filtre passe-bas formé par R_{16} et « C_2 » et destiné à supprimer tout signal erratique qui pourraît perturber la synchronisation de l'oscillateur lignes. La tension de commande se retrouve aux bornes de C_2 et elle est égale à la différence de la tension présente aux bornes de C_1 et de la tension de référence de 5 V. Elle est nulle si l'oscillateur est bien réglé, mais devient légèrement positive ou négative lors d'un déréglage, suivant le sens de ce dernier.

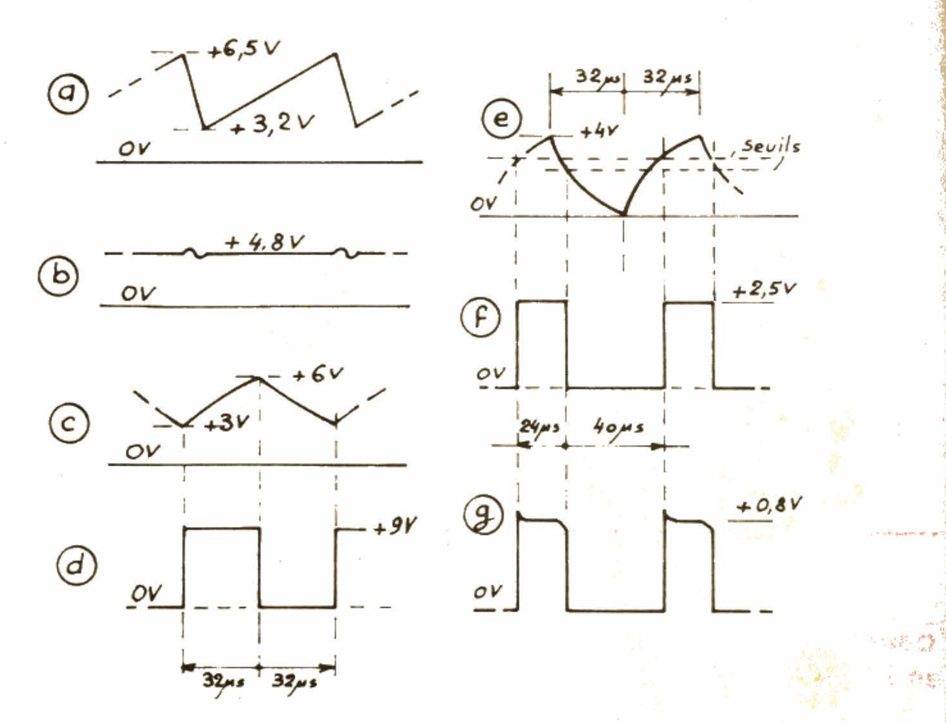
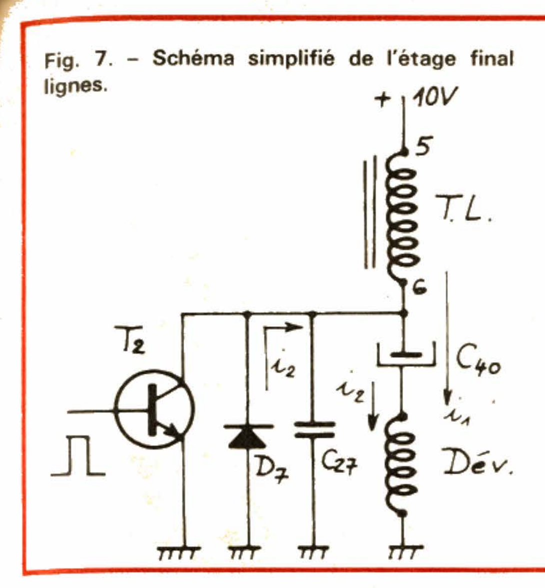


Fig. 5. – Oscillogrammes des signaux de lignes.

Fig. 6. – Transfo de sortie lignes et de T.H.T.

Fig. 7. – Schéma simplifié de l'étage final lignes.



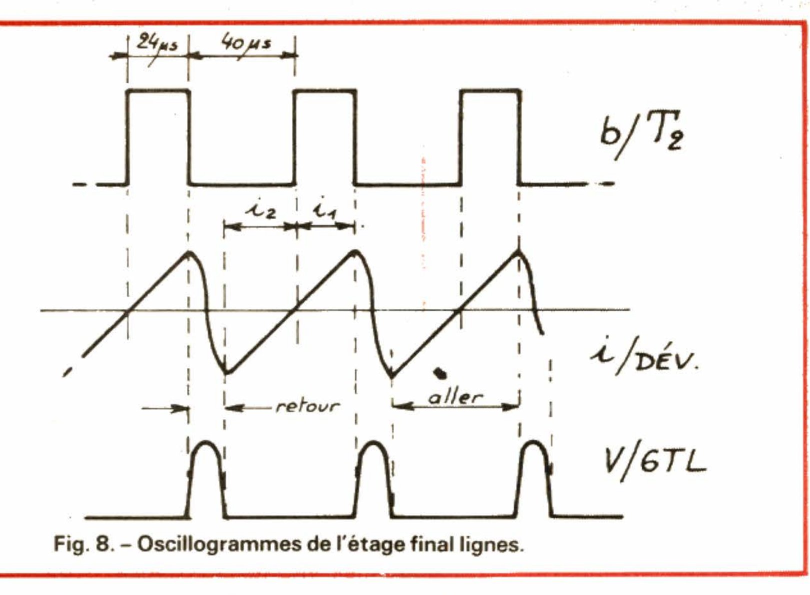


Fig. 8. – Oscillogrammes de l'étage final lignes.

– 3 –
L'oscillateur des lignes

Il est constitué par un amplificateur à courant continu à entrée différentielle, dont la réaction sortie-entrée est assurée par deux résistances (voir fig. 3). L'oscillogramme de la figure 5 : C, représente la charge et la décharge de C_{12} à travers R_{17} et P_2 (fig. 2). Les temps de charge et décharge sont égaux. La résistance variable P_2 permet de faire varier la constante de temps, c'est-à-dire le temps au bout duquel l'entrée « – » de l'amplificateur atteindra le seuil de basculement de 6 V et l'entrée « + » celui de 3 V. En d'autres termes P_2 permet de régler la fréquence d'oscillation lignes.

La tension de sortie du comparateur, en faisant varier le niveau des seuils ci-dessus, agira sur la fréquence de l'oscillateur afin de maintenir sa dérive dans les limites de la synchronisation. Pour régler correctement la fréquence lignes, on relie à la masse, le point « Test lignes », ce qui élimine l'action du comparateur et amène sur l'écran une image flottante dans le sens horizontal, que l'on stabilise le mieux possible par P_2. Puis on supprime la mise à la masse.

Le signal de sortie de l'oscillateur lignes, que l'on peut prélever sur la broche 4 du circuit intégré est un signal rectangulaire de rapport cyclique égal à 1. Voir oscillogramme d de la figure 5. Ce signal est légèrement intégré par C_{17} et se présente à la broche 3 du CI, ayant l'allure de l'oscillogramme, ce qui permet, grâce à une bascule à seuils, d'obtenir le rapport cyclique convenant le mieux pour l'attaque de l'étage final lignes. Dans notre cas, avec le transfo fabriqué, c'est le signal f qui est le meilleur. Ce signal est amplifié et envoyé directement par R_{21} et R_{22} sur la base de T_1, transistor de commande de l'étage de sortie lignes. La cellule R_{21} C_{19} supprime les rayonnements gênants.

– 4 –
Commande de l'étage de lignes

Le signal appliqué à la base de T_1 est celui de l'oscillogramme g. Sa partie positive (0,8 V) sature ce transistor pendant 24 μs (y compris le temps très réduit de recouvrement) tandis que sa partie nulle le bloque pendant 40 μs.

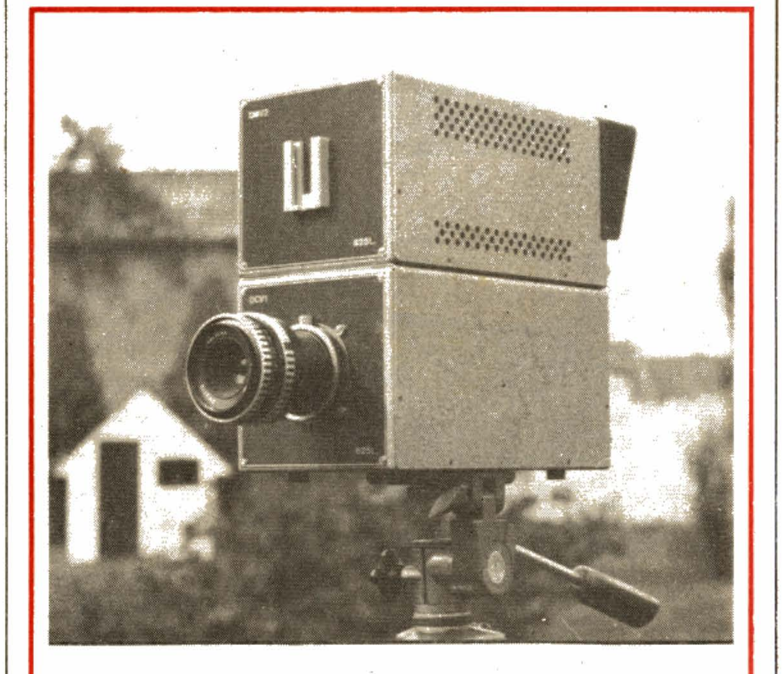


Photo A. – L'ensemble caméra DCV1 et monitor DMV2. Un ensemble de prise de vues TV, noir et blanc de classe professionnelle ! Le support plastique à l'avant du monitor est destiné soit à la pose d'un projecteur d'éclairage, soit à la pose d'une antenne dipole en application « récepteur TV UHF ».

Pendant le premier temps t_1, (T_1 saturé) la tension collecteur-masse du transistor est voisine de 0 V, tandis que la tension aux bornes du primaire de TR_1 (3-4) est voisine de 10 V. La polarité de la tension aux bornes du secondaire 1–2 est telle que T_2 est bloqué.

Pendant le second temps t_2 (T_1 bloqué) la tension collecteur-masse du transistor est égale à la somme de la tension aux bornes du primaire et de la tension d'alimentation. En effet, au blocage du transistor, le bobinage du primaire devient générateur et la polarité de la tension s'inverse sur les deux enroulements. L'énergie accumulée pendant la saturation de T_1 fait circuler un courant secondaire à travers l'espace base-émetteur de T_2, ce qui maintient ce dernier en état de saturation. La cellule R_{23} C_{22} produit un amortissement du primaire et élimine une tendance à des oscillations amorties de TR_1, dues à son inductance de fuite, au moment du blocage de T_1.

– 5 –
Etage de sortie lignes

La mise au point de cette partie ne fut pas une mince affaire, car il fallait, à partir de

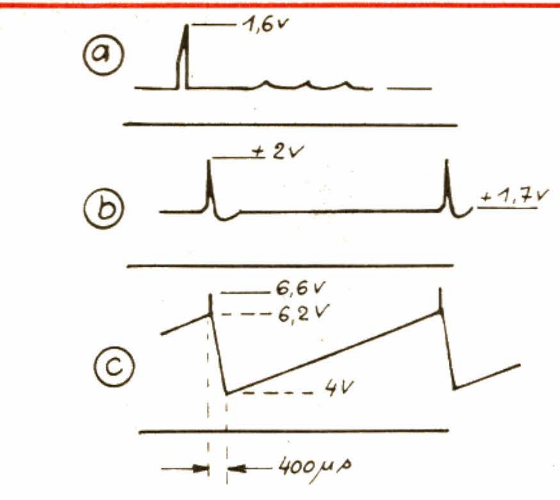


Fig. 9. – Signaux de synchro Trame.

Fig. 10. – Génération de la dent de scie du balayage trame.

10 V seulement assurer le balayage convenable du tube soumis à une très haute tension de 12 kV. La gageure étant d'avoir ce résultat avec un circuit ferroxcube de petites dimensions.

Nous analyserons succintement la question.

Le transistor T_2 fonctionne en interrupteur. Pendant la période de conduction (24 µs) le courant croît linéairement dans l'inductance primaire 5-6 du transfo de sortie lignes (voir fig. 6).

La variation est appliquée à travers C_{40} à l'enroulement du déviateur et assure le champ magnétique nécessaire à la déflexion, vers la droite du faisceau, à partir du centre de l'écran.

Pendant le blocage apparaît le phénomène connu de la surtension aux bornes de l'enroulement primaire. Mais cet enroulement 5-6 est accordé sensiblement par C_{27} (fig. 2) sur le troisième harmonique de la fréquence lignes. Il se produit donc une oscillation sinusoïdale dont la partie négative assure une charge inverse du condensateur C_{40}. La décharge de C_{40} se fait à travers D_7, diode de « récupération » ce qui donne le courant i_2 provoquant la première moitié du balayage, c'est-à-dire du bord gauche au centre de l'écran (Voir fig. 7 et 8).

Compte-tenu des faibles dimensions du circuit ferroxcube utilisé, il a été nécessaire de choisir en D_7 une diode spéciale au germanium. En effet avec une diode silicium, il apparaît un défaut de raccordement entre les courants i_1 et i_2, se traduisant par un trait vertical parasite. La diode au germanium élimine le défaut.

Malheureusement le schéma simple de la figure 7, n'est pas suffisant pour assurer le balayage horizontal complet du tube ! Il a donc fallu trouver un artifice augmentant la tension d'alimentation effective. Pour ce faire, un enroulement supplémentaire est ajouté sur le transfo de lignes : il s'agit de 1-2 comptant 14 spires.

La tension alternative induite dans cet enroulement est redressée par D_9 et filtrée par C_{41}.

Le résultat est un apport de 5 V environ, lesquels connectés en série avec le + 10 V amènent la tension d'alimentation effective du primaire à quelque + 15 V. Le balayage devient suffisant.



Photo B. – Ce cliché de l'ensemble DCV1/DMV2 en fonctionnement permet d'apprécier la qualité des images ! Le petit défaut de l'image du monitor est en réalité le reflet d'une fenêtre !

Notons que le rendement optimal de l'étage de sortie lignes dépend de plusieurs paramètres :

– Du nombre de tours du primaire 5-6. De nombreux essais nous ont conduit à 34 spires.

– Du diamètre du fil, lequel doit être aussi grand que possible, mais bien sûr est limité par l'encombrement de l'enroulement terminé. Nous utilisons de 5/10.

– De l'entrefer ménagé entre les deux « U » de ferroxcube : une épaisseur de papier à cigarettes, soit 4/100 mm environ.

– De la qualité du transistor de commutation : c'est un BU406.

– De la conduction de la diode de récupération. Il faut une AY105K... n'en déplaise à votre revendeur habituel !

Si le rôle de l'étage final lignes est essentiellement d'assurer la déviation horizontale du faisceau, il lui faut aussi fournir accessoirement toutes les tensions élevées indispensables au bon fonctionnement des divers étages du monitor.

– **Le + 80 V**. Tension d'alimentation de l'amplificateur final vidéo. On prélève simplement la tension alternative existant au point chaud du primaire (collecteur de T_2). Le redressement est fait par D_8 avec filtrage par C_{28}. La fréquence élevée de cet alternatif

(15 625 Hz) facilite évidemment le filtrage et explique la faible valeur de C_{28}. Par contre cette grande vitesse impose l'usage de diodes de redressement du type rapide. Les 1N4000 classiques ne conviennent absolument pas.

– **Le + 600 V**. Tension d'alimentation de l'électrode G_2 du tube cathodique assurant la fonction de première anode.

Cette fois, il faut un enroulement élévateur 7-8, connecté en série avec le primaire. Cet élévateur comprend 105 spires. La tension 6TL développée est redressée par un doubleur de tension D_5 / D_6. Filtrage par C_{23} et C_{24} montés en série pour avoir une tension de service suffisante.

La tension de + 600 V permet aussi la polarisation correcte de l'électrode G_4 du tube.

C'est l'électrode de « concentration ». Un potentiomètre P_3 ajuste la valeur pour un spot aussi fin que possible. R_{25}, associée à C_{25} et C_{26} filtrent cette tension.

– **le 12 kV**. Tension de l'anode finale du tube cathodique. Un nouvel élévateur de 1 300 spires est ajouté au premier. Le bobinage 7-8-9 doit être effectué en nid d'abeille, avec du fil 12/100 émail-nylon. Une imprégnation THT est indispensable. La tension alternative obtenue au point 9 n'est pas suffisante pour la tension désirée. Il faut donc prévoir un doubleur de tension.

Ce doubleur de schéma parfaitement classique est formé par les trois diodes THT D_{10} à D_{12} et par les deux condensateurs à fort isolement C_{42} et C_{43}.

- **Tension du comparateur**. Un dernier enroulement 3-4 fournit une tension alternative nécessaire au fonctionnement du comparateur (voir plus haut). L'amplitude disponible est de l'ordre de 80 V. Par ailleurs, comme nous le verrons plus loin, la tension 4TL est également envoyée vers les étages vidéo où, après redressement et filtrage, elle permet d'amener à + 15 V, la tension d'alimentation du TBA970. Le signal 4TL sert enfin à la réalisation de l'alignement vidéo au niveau du noir.

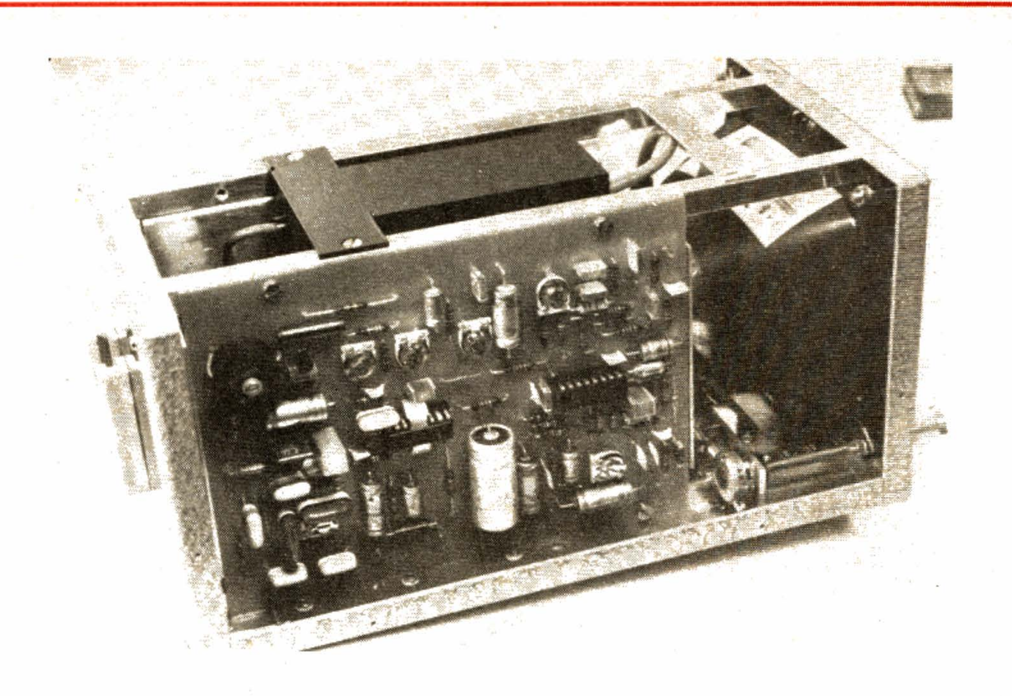


Photo C. – Vue intérieure du DMV2. Côté platine de synchronisation et de bases de temps. En haut, le tripleur de tension. Le transfo de THT est entre les deux platines, à l'arrière.

– 6 – Synchronisation trame

Revenons maintenant à l'entrée du TDA1026, que nous avons quittée pour suivre le chemin des impulsions de lignes, afin cette fois, de suivre les impulsions de trame.

Les impulsions de synchronisation, en lancées négatives à la sortie du séparateur sont envoyées sur la base de t_1 de la figure 3. A chaque impulsion, ce transistor se bloque et C_6 se charge à travers R_4 et R_6 (voir fig. 2). La constante de temps R_6-C_6 de 110 μs est élevée par rapport à la durée de l'impulsion, de sorte que la tension aux bornes de C_6 atteint seulement 0,9 V. Dès la fin de l'impulsion, la tension positive sature t_1 et C_6 se décharge rapidement dans t_1, r_1 et R_4. La tension sur C_6 est alors de 0,3 V, correspondant à la chute de tension dans r_1. Par suite de la durée plus élevée de l'impulsion de trame, la tension sur C_6 atteint environ 1,6 V. Seule cette impulsion fera changer d'état la bascule du trieur, dont le seuil est à 1,5 V environ. Ainsi les impulsions trames seront présentes seules, à la sortie de ce trieur.

Le transistor t_2 se sature dès l'amorçage du retour de trame de l'oscillateur et décharge rapidement C_6. La durée de l'impulsion trames est ainsi écourtée afin d'améliorer la qualité de l'interlignage. L'allure de la tension sur C_6 est donnée par l'oscillogramme à la figure 9.

A la sortie du trieur, les impulsions trames, très fines et en lancées positives (oscillogramme b de la figure 9) sont envoyées par C_8 vers l'entrée « – » de l'oscillateur afin de le synchroniser. La résistance R_5 fait partie du circuit de sortie du trieur.

Le principe de l'oscillateur trames est identique à celui de l'oscillateur de lignes. L'oscillogramme c représente la charge, pendant 19,6 ms de C_7 à travers P_1 et R_9. La résistance ajustable P_1 permet de régler la constante de temps de charge et par conséquent la fréquence libre de l'oscillateur. Il est évident que le tracé de l'oscillogramme n'est pas à l'échelle, car la durée du retour (400 μs) ne représente en fait que 2 % de la durée totale de trame (20 ms).

C'est l'impulsion de synchronisation à la sortie du trieur, transmise par C_8 sur l'entrée « – » de l'amplificateur, qui permet d'atteindre le seuil de 6,6 V environ présent sur l'entrée « + » et de faire basculer le système pour amorcer le retour. Cette impulsion très fine apparaît à peu près au sommet de la dent de scie, suivant le réglage de la fréquence libre de l'oscillateur. La synchronisation n'est possible que si cette fréquence libre est inférieure à la fréquence des impulsions.

A la sortie de l'oscillateur, on obtient des impulsions en lancées négatives, comprises entre 0,6 V pendant le retour et 9 V, pendant l'aller. Ces impulsions vont commander la formation de la dent de scie de balayage (voir fig. 10).

Le condensateur C_{30} se charge à travers P_4 et R_{26} pendant la partie positive de l'impulsion, la diode D_4 étant bloquée. La décharge se fait à travers D_4 et R_{27}, pendant le palier négatif de l'impulsion. Notons que la rampe générée n'est pas linéaire mais exponentielle. Un circuit de linéarisation devra donc être adjoint, comme nous allons le voir ci-dessous.

(A suivre) **F. THOBOIS**

APPLICATIONS DES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

APRÈS une courte analyse des propriétés fondamentales des amplificateurs opérationnels (Le Haut-Parleur n° 1654), nous avons donné des exemples de montages amplificateurs utilisant ce type de circuit, ainsi que des convertisseurs tension-courant et courant-tension.

Nous envisagerons, aujourd'hui, les générateurs de signaux, en exceptant toutefois les oscillateurs sinusoïdaux qui feront l'objet d'une prochaine étude. Ceci nous conduira, d'abord, à traiter de l'amplificateur opérationnel utilisé en comparateur, ou en trigger.

– I – Les montages comparateurs de tension

Rappelons que, si on désigne par v_{e1} et v_{e2} les tensions respectivement appliquées sur les entrées différentielles e_1 et e_2 d'un amplificateur opérationnel, et v_s la tension de la sortie unique, le gain en boucle ouverte :

$$A = \frac{v_s}{v_{e2} - v_{e1}}$$

est toujours extrêmement grand. Il dépasse très souvent 10^5, et atteint parfois plusieurs millions.

Considérons alors le montage de la figure 1, où une tension variable est appliquée sur l'entrée inverseuse e_1, tandis que l'entrée e_2 est maintenue à une tension fixe de référence, $v_{réf}$.

Lorsque la tension de l'entrée active v_{e1} varie aux alentours de $v_{réf}$, il suffit de très petites différences

$$v_{e1} - v_{réf}$$

pour que la sortie v_s passe de son maximum à son minimum, soit sensiblement $+ E_1$ et $- E_2$, si on désigne, par ces deux notations, les potentiels positif et négatif de l'alimentation double.

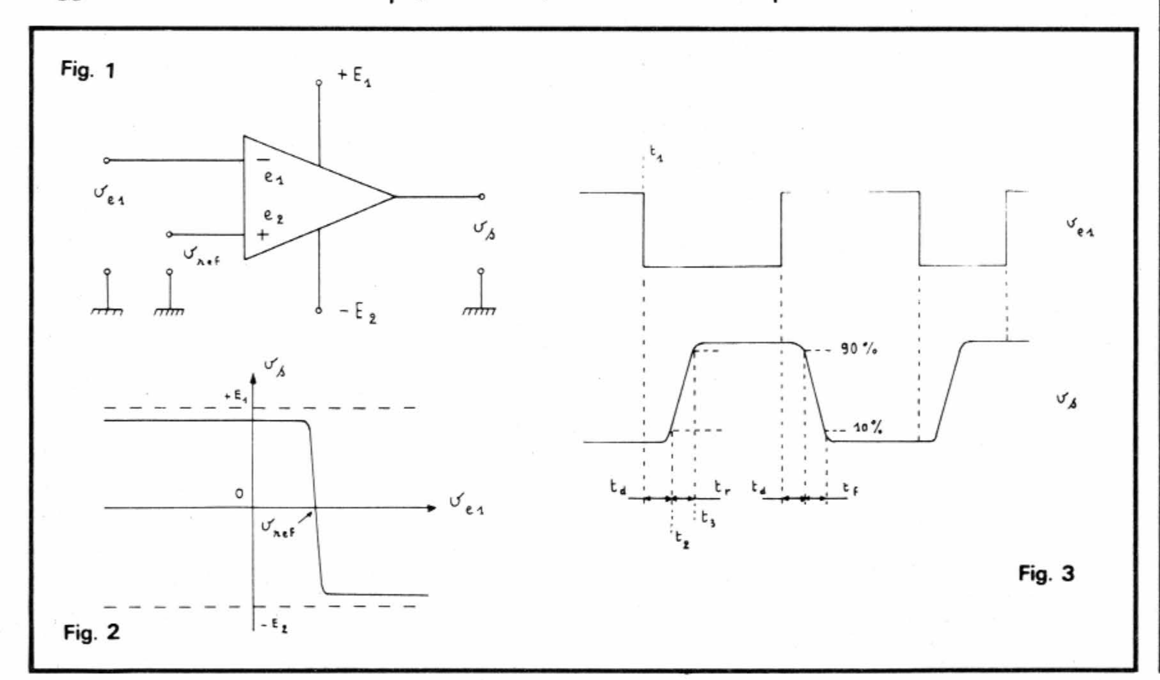


Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Ceci peut être précisé sur la caractéristique de transfert de la figure 2. La tension d'entrée v_{e1} étant portée en abscisses (axe horizontal), v_s est figurée en ordonnées (axe vertical du diagramme). La pente de la courbe, dans la zone comprise entre les deux paliers de saturation, n'est autre que le gain du montage de la figure 1, donc le gain en boucle ouverte de l'amplificateur utilisé, puisqu'il n'y a pas ici de contre-réaction.

Les choses se compliquent toutefois si, au lieu de considérer les phénomènes sous l'angle purement statique, on fait intervenir le paramètre « temps ». Appliquons en effet, toujours sur l'entrée active du montage de la figure 1, une succession d'échelons unité, tels que nous les avons représentés dans la courbe supérieure de la figure 3.

La tension d'entrée v_{e1} passant brutalement de sa valeur maximale à sa valeur minimale à l'instant t_1, la tension de sortie v_s évolue comme le montre la courbe inférieure de la même figure 3 : on note, d'abord, un temps de retard avant le début de la montée. Appelé t_d (delay time), ce temps est défini par la relation :

$$t_d = t_2 - t_1$$

où t_2 est l'instant auquel la tension de sortie a varié de 10 % de son excursion maximale.

Ensuite, la montée n'est pas elle-même instantanée. Elle exige à son tour un nouveau délai t_r (rise time), défini comme l'intervalle

$$t_r = t_3 - t_2$$

nécessaire pour que v_s passe de 10 % à 90 % de son excursion maximale.

On retrouve les mêmes phénomènes lorsque, sur l'entrée, apparaît un échelon unité de signe opposé au précédent. Il existe un nouveau retard t_d, suivi du temps de descente t_f (fall time).

Plus que le temps de montée t_r, ou le temps de descente t_f, qui, toutes autres conditions égales, dépendent de l'amplitude du créneau de sortie (donc, entre autres choses, des potentiels E_1 et E_2 de l'alimentation), on préfère s'intéresser à la vitesse de variation, appelée « slew-rate ». On la définit comme la dérivée de v_s par rapport au temps :

$$S = \frac{d\ v_s}{dt}$$

Lié à la bande passante en boucle ouverte, de l'amplificateur utilisé, le slew-rate varie considérablement selon les types de circuits. Exprimé en volts par microseconde (V/μs), il peut aller, en gros, de 0,3 V/μs pour des circuits lents (SFC 2709 ou équivalents par exemple), à plusieurs dizaines de V/μs pour des circuits rapides.

- II -
Application d'une réaction positive : les triggers

Il est de règle générale que, dans un amplificateur quelconque, l'application d'une réaction positive augmente le gain. Cette technique peut naturellement s'appliquer à l'amplificateur opérationnel, conformément au schéma de la figure 4 : la réaction est due ici à la résistance R_3, grâce à laquelle on ramène, sur l'entrée

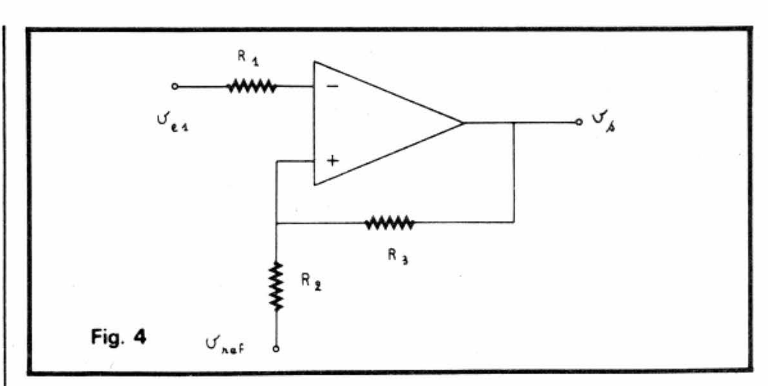


Fig. 4

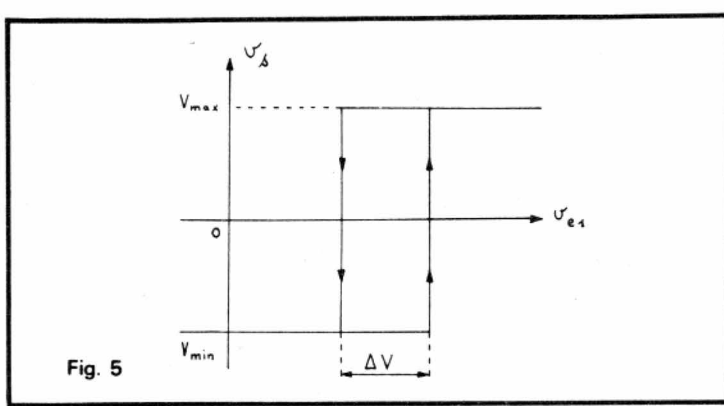


Fig. 5

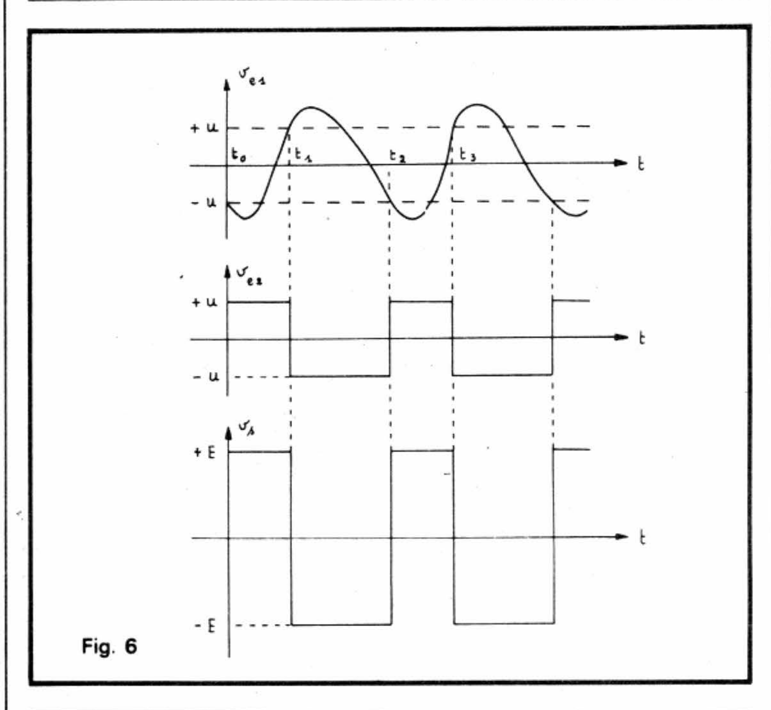


Fig. 6

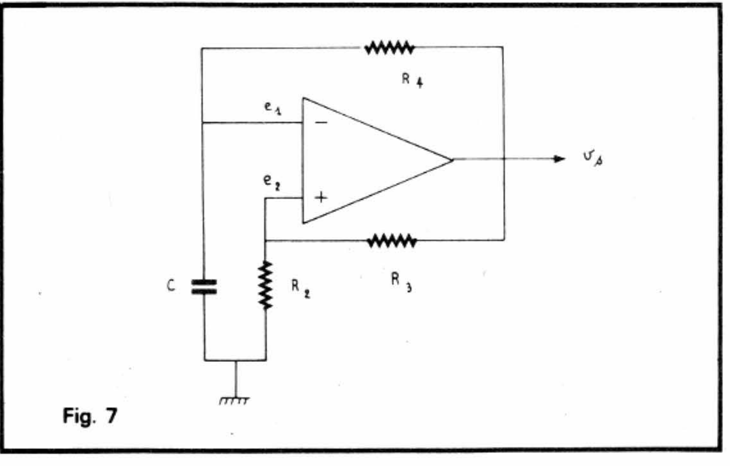


Fig. 7

non inverseuse, une fraction de la tension de sortie v_s :

$$k\ v_s = \frac{R_2}{R_2 + R_3} v_s$$

A cause de cette réaction positive, les basculements ne se produisent plus, à la montée et à la descente, pour les mêmes valeurs de la tension de commande v_{e1}. On dit qu'il y a un phénomène d'hystérésis, que traduit graphiquement la courbe de la figure 5. Il est possible de calculer l'écart ΔV qui caractérise le phénomène d'hystérésis ; nous ne développerons pas ici ce calcul, et nous contenterons d'en donner le résultat :

$$\Delta V = (V_{max} - V_{min}) \frac{R_2}{R_2 + R_3}$$

où V_{max} et V_{min} sont respectivement les paliers haut et bas de la tension de sortie v_s.

- III -
Du trigger au multivibrateur astable

Il est très facile de passer du trigger au multivibrateur astable, montage auto-oscillateur fournissant des créneaux rectangulaires. On le comprendra facilement en examinant de plus près la relation entre les tensions sur les entrées d'un trigger comme celui de la figure 4, et la tension de sortie. Toutes les trois sont représentées sur le diagramme de la figure 6, dans lequel nous avons cependant négligé les temps de montée et de descente. La tension de référence $v_{réf}$ est supposée nulle, ce qui s'obtient en ramenant à la masse le pied de la résistance R_2 de la figure 4.

Dans ces conditions, l'hystérésis ΔV (voir figure 5) est centrée sur zéro, ce qui signifie que les deux seuils de la tension d'entrée pour lesquels intervient le basculement, ont même valeur absolue u, mais des signes opposés. On applique sur l'entrée e_1 une tension v_{e1} variable dans le temps, de forme quelconque, mais dont

les crêtes positives et négatives dépassent évidemment les seuils du trigger. On supposera, enfin, que les deux potentiels de l'alimentation ont la même valeur absolue E.

Partons, alors, de l'instant t_0 choisi comme origine, et pour lequel la tension v_{e1} est inférieure au seuil positif + u. La sortie v_1 est alors au niveau haut, soit + E. La tension v_{e2} sur l'entrée non inverseuse, se trouve à + u, avec :

$$u = E \frac{R_2}{R_3 + R_2}$$

Lorsque v_{e1} atteint + u, puis dépasse ce seuil, une tension différentielle positive est appliquée entre l'entrée inverseuse et l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel : la sortie v_s bascule vers – E, ce qui entraîne simultanément, à l'instant t_1, le basculement de v_{e2} vers – u.

A partir de là, il faut maintenant que v_{e1} redescende au-dessous de – u, pour que le système bascule dans son autre état, à l'instant t_2.

Au lieu de commander l'entrée e_1 par un signal externe, il est possible de construire v_{e1} à partir des créneaux de sortie : c'est ce que réalise le montage de la figure 7, grâce à la résistance R_4 et au condensateur C (nous avons supprimé R_1, qui ne présente ici guère d'utilité). Comme nous allons le voir, ce montage constitue le plus simple des multivibrateurs astables à amplificateur opérationnel.

En effet, à partir des tensions de sortie v_s, qui évoluent entre les paliers + E et – E, le condensateur C se charge exponentiellement, ou se décharge, à travers la résistance R_4. La courbe en dents de scie qui en résulte et qu'on applique sur l'entrée e_1, constitue maintenant le signal de commande de cette entrée : c'est ce que précise la figure 8, qu'on rapprochera de la figure 6.

Les intervalles de temps t_1 et t_2, égaux si la tension de référence $v_{réf}$ est celle de la masse, ne dépendent que des composants passifs R_2, R_3, R_4 et C : nous donnons ici leur valeur,

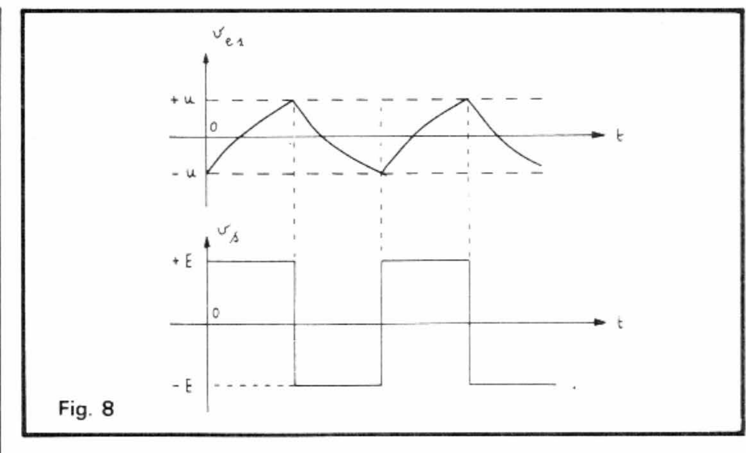


Fig. 8

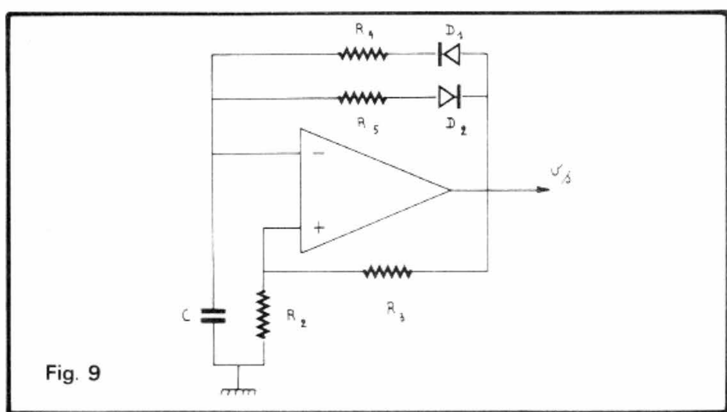


Fig. 9

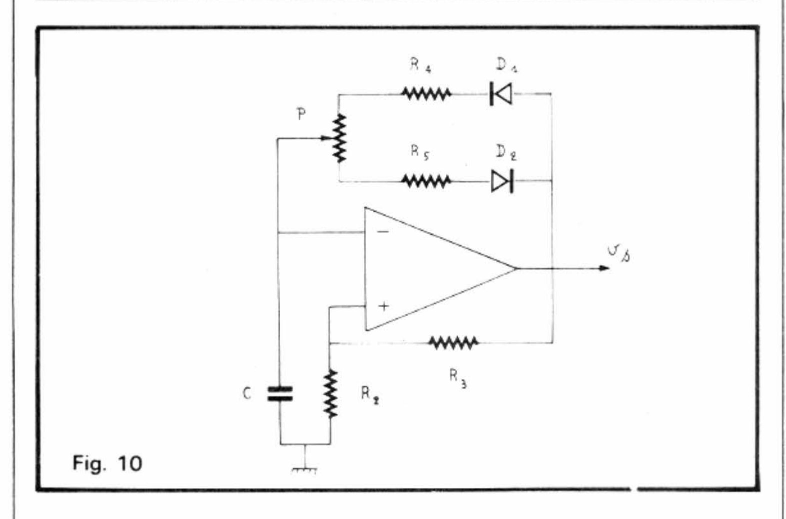


Fig. 10

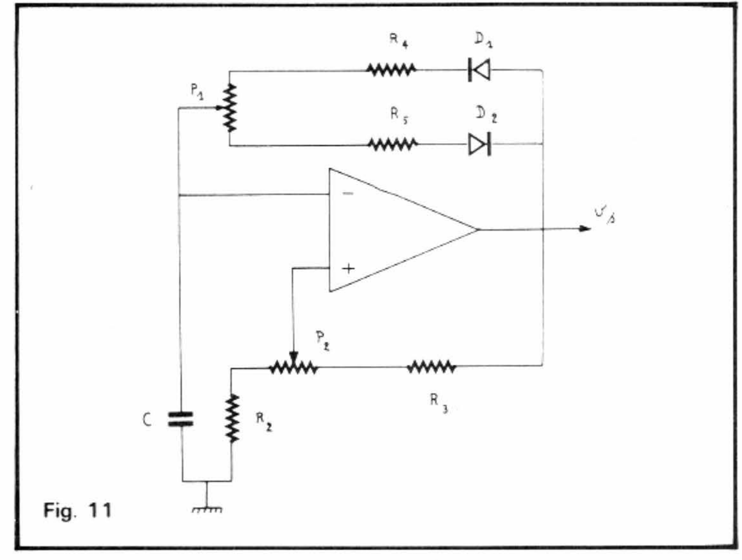


Fig. 11

sans développer toutefois les calculs :

$$t_1 = t_2 = R_4 \; C \; \log_e \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_3}\right)$$

Dans cette relation, il s'agit de logarithmes népériens, puisque le calcul fait intervenir la charge et la décharge d'un condensateur.

Toujours en prenant le potentiel de la masse comme référence, on peut rendre le multivibrateur dissymétrique (rapport cyclique différent de 1), grâce au montage de la figure 9. En effet, grâce aux diodes D_1 et D_2, la charge de C s'effectue maintenant à travers R_4, tandis que la décharge se fait par R_5. Il est d'ailleurs possible de rendre le rapport cyclique variable, grâce au potentiomètre introduit dans la figure 10.

Quant à la fréquence d'oscillation, elle peut être réglée de différentes façons. D'abord, différentes valeurs discrètes s'obtiendront en commutant divers condensateurs, dont les capacités s'échelonneront par exemple selon des puissances successives de 10.

Une variation progressive de la fréquence peut être obtenue en faisant varier le rapport R_2 / R_3 qui intervient dans la formule donnant la période, à l'aide d'un potentiomètre. Un exemple pratique de réalisation regroupant tous ces perfectionnements est indiqué à la figure 11. Les résistances R_2 et R_3 servent, ici, à limiter l'excursion en fréquence.

– IV –
Générateurs de signaux triangulaires et rectangulaires

Dans le schéma de la figure 7, on peut décomposer le montage en deux parties fondamentales, qui sont rebouclées l'une sur l'autre pour permettre l'entrée en oscillations. L'une des parties est le trigger de Schmitt, construit autour de l'amplificateur opérationnel, grâce à la réaction positive ; la deuxième par-

tie n'est autre qu'un intégrateur rudimentaire, composé du condensateur C, et de la résistance R_4.

Sur l'armature active de C on dispose, comme nous l'avons représenté en figure 8, d'une succession de morceaux d'exponentielles, correspondant aux charges et aux décharges successives du condensateur. Ce signal pourrait être transformé en triangles, à condition d'effectuer charges et décharges à courant constant : un tel oscillateur, délivrant simultanément triangles et rectangles, est à la base des générateurs de fonctions. La figure 12 en fournit un exemple.

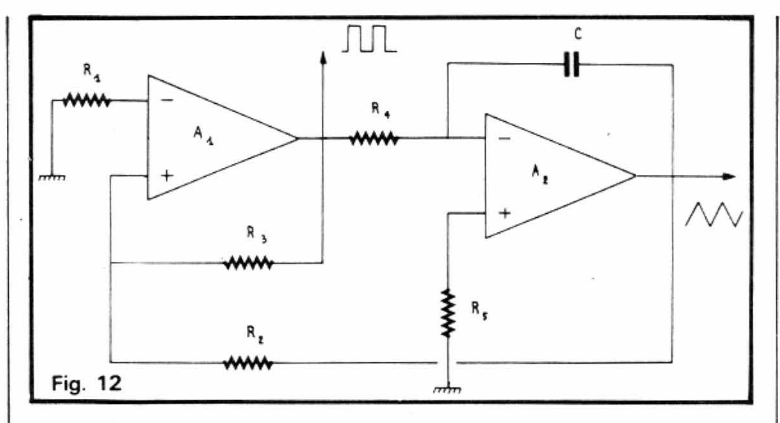


Fig. 12

On reconnaîtra, dans l'amplificateur opérationnel A_1, le trigger de Schmitt des montages précédents. Le deuxième amplificateur, connecté en intégrateur, assure la charge à courant constant du condensateur C : on recueille donc les signaux triangulaires, également utilisés pour commander le trigger, à la sortie de A_2.

Les performances d'un montage comme celui de la figure 12, et notamment les fréquences limites supérieures, et les temps de commutation des créneaux, dépendent essentiellement de celles des amplificateurs utilisés, et particulièrement de leur « slew-rate » : nous avons évoqué plus haut ce problème.

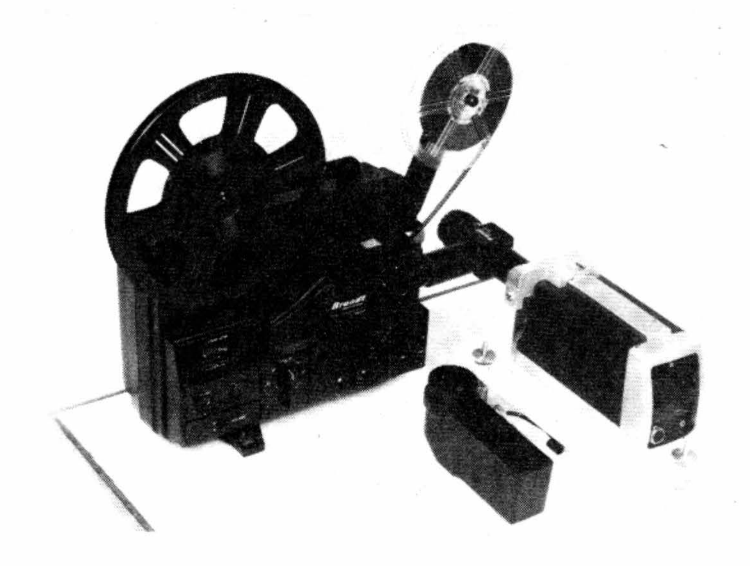
R. RATEAU

bloc-notes

Le Telecinéma Super Huit Brandt

Cet équipement, permettant aux revendeurs d'effectuer des transferts « Super 8 »/ vidéo de très haute qualité, comprend les appareils suivants :

– **Un projecteur de Télécinéma MA, référence PRO 81** : format « super 8 », son : optique ou magnétique - réglage de cadrage horizontal lampe quartz, vitesse commutable en 18 ou 24 images/ secondes, obturateur 8 pales éliminant le scintillement dû à la différence de vitesse de défilement du projecteur (18 ou 24 im./ sec.) avec la vitesse d'analyse de la caméra 25 im./ sec. en SECAM).

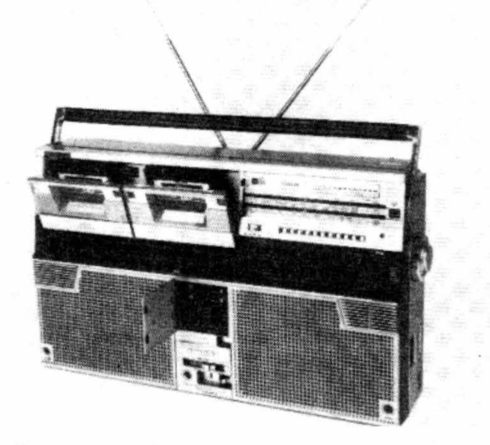


– **Un coude de transfert, référence ATC2** : entrée projecteur sur filtre de densité, entrée supplémentaire pour mélange optique (inscription de titres). Sortie sur monture « C » : l'accessoire ATC2 se fixe sur la caméra à la place de l'objectif d'origine.

Ces deux accessoires, raccordés á une caméra vidéo couleur et à un magnétoscope VHS, permettent donc d'assurer un transfert « Super 8 »/ - vidéo de haute qualité.

Le GF 555 de Sharp

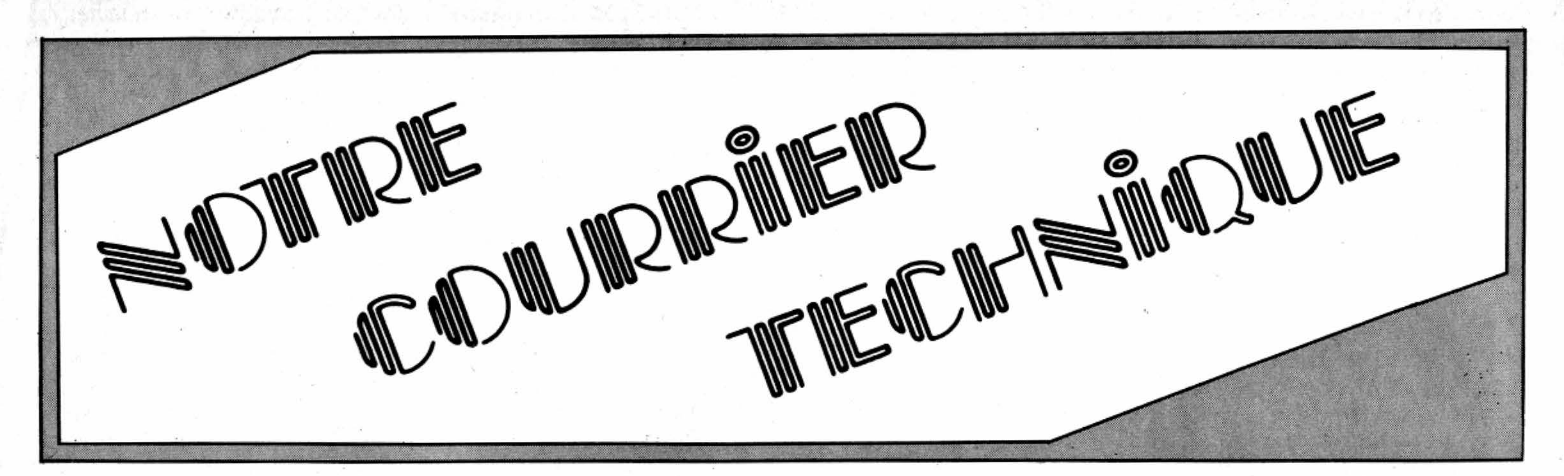
Loin de s'apparenter à un gadget, le GF 555 Sharp réunissant deux cassettes permet la reproduction immédiate d'une cassette enregistrée sur l'autre, évitant ainsi d'avoir recours à deux magnéto. Ce système offre également la lecture ininterrompue des cassettes, l'appareil passant automatiquement, lorsqu'une cassette arrive en fin de bande, sur l'autre. Enfin, il apporte une grande facilité de montage en commandant le mixage comme sur une console professionnelle. Il peut enregistrer jusqu'à trois sources simultanément : bande, micro, platine tourne-disque ou radio.



Sa minuterie assure une double fonction : radio-réveil et enregistrement automatique à l'heure programmée, même en l'absence de l'opérateur.

Equipé d'un microprocesseur fonctionnant comme un ordinateur, son dispositif de localisation automatique des programmes cassettes permet d'effectuer une lecture automatique. Enfin des compteurs LED à 2 couleurs contrôlent ses fonctions. Outre son avance technologique, cet excellent radio-cassette portatif possède une puissance de sortie de 2 x 12 W rms qui garantit une qualité du son pouvant rivaliser avec les meilleures chaînes stéréo.

Coloris : gris métallisé.



par R.-A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05, poste 288), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR – 01.05 : M. Christian MIGNARD, 68 MULHOUSE, nous demande :

1° conseil pour la remise en état d'un téléviseur ;

2° des précisions au sujet des transceivers « bandes décamétriques » pour radioamateur ;

3° les correspondances de la diode BA 100 et du transistor AF 121.

1° Il est possible que la faiblesse que vous constatez n'affecte que partiellement le son, mais empêche cependant toute reconstitution d'image. Vous ne nous précisez pas si les dispositifs de synchronisation fonctionnent. Certes, il y a balayages vertical et horizontal ; mais sont-ils synchronisés ? Nous ne le pensons pas... Il pourrait donc s'agir, soit d'un déréglage important des circuits du canal amplificateur MF « vision », soit d'un blocage au cut-off de ce même canal. En effet, les composants détériorés (diodes et résistances) pourraient bien correspondre au dispositif de commande automatique de contraste ; avez-vous mesuré la tension de commande présente sur cette ligne.

De toute façon, après remise en état pour un fonctionnement normal, ce téléviseur nécessitera certainement un ré-alignement complet de ses circuits MF, CF et VHF (avec notamment une remise en forme de la bande passante MF « vision ») ; veuillez consulter l'ouvrage « Dépannage – Mise au point – Amélioration des Téléviseurs » (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

2° Dans un transceiver, lorsqu'il n'y a qu'un seul filtre, l'appareil doit comporter deux index sur le vernier du cadran, l'un étant marqué LSB et l'autre USB (ces deux index étant alors distants de 3 kHz) ; cela évidemment lorsque le dit transceiver ne comporte qu'un seul oscillateur quartz de porteuse. Il importe de noter qu'une telle conception est mise en œuvre dans **la plus grande majorité** des transceivers actuellement sur le marché (Sommerkamp – Yaesu – Kenwood, etc.) ; seuls certains transceivers Drake comportent deux filtres décalés.

Les fréquencemètres à affichage digital utilisables sur les récepteurs ou les transceivers, qui sont en fait commandés par le VFO de ces appareils et donc emploient des compteurs pré-positionnables, comportent un commutateur LSB/USB précisément pour tenir compte du décalage nécessaire du VFO cité précédemment (Spectronics, par exemple) ; décalage du pré-affichage = 3 kHz.

3° Voici les correspondances demandées :

BA 100 : BA 108, BA 127, BA 147, BA 188, BAY 18.

AF 121 : AF 200, AF 201, AF 202.

●

RR – 01.07 : M. Michel JANDARD, 41 VENDOME, nous demande :

1° conseil au sujet d'un microphone ;

2° le type d'un récepteur lui permettant de capter les émissions en GO de France-Inter et de Europe nº 1 en Mauritanie lors d'un prochain déplacement ;

3° la correspondance de divers transistors.

1° L'impédance du microphone-guitare susceptible d'être utilisé à l'avant du préamplificateur décrit dans le nº 1612, page 92, n'est pas très critique. Un modèle commercial courant d'impédance 600 Ω convient parfaitement. Par contre, nous vous déconseillons totalement d'envisager la construction par vous-même d'un tel microphone !

2° Il n'existe aucun radiorécepteur permettant de capter en Mauritanie les émissions effectuées sur « grandes ondes » en Europe. Cela n'est pas dû aux récepteurs proprement dits, mais à la propagation des ondes. Les émissions effectuées sur GO ont une portée relativement réduite, en tout cas insuffisante pour être captées en Mauritanie. Par contre, sur « ondes courtes », il vous sera certainement possible de capter les émissions des stations françaises émettant à destination de l'étranger (Radio France Internationale).

3° Correspondances des transistors ci-dessous :

2SC 828 : BC 107, BC 171, BC 183, BC 207, BC 237, BC 383, BC 547, BC 582.

2SC 1328 : mêmes correspondances que ci-dessus.

2SC 1567 : BD 237, BD 379.

2SA 794 : BD 238, BD 380 (complémentaire du précédent).

2SC 1667 : BD 245 B, BD 130, BDX 10, BDY 20, BDY 39, 2N3055, 2N5758.

2SA 837 : BD 246 C, 2N6226, 2N6229 (complémentaire du précédent).

2N2850 : BFT 33, 2N4308, 2N4895, 2N5339.

40 280 : BFS 22, BFS 51, BFR 98, BFW 46, BLW 16, 2N4427.

●

Nota : Au sujet des types **« correspondants »** indiqués dans cette rubrique, nous rappelons à tous nos lecteurs qu'il

s'agit toujours de types similaires ou voisins, pouvant être utilisés dans les mêmes fonctions, avec les mêmes possibilités et mêmes performances, bien que ne présentant pas toujours et obligatoirement des caractéristiques mécaniques ou électriques rigoureusement identiques.

●

RR – 01.08 : M. Roger MASSACRIER, 63 RIOM :

1° nous demande de lui définir ce qu'est une diode à avalanche contrôlée ;

2° sollicite notre aide pour la remise en état d'un téléviseur ;

3° nous demande quelle entrée « antenne » (75 ou 240 Ω) utiliser sur son tuner FM.

1° Dans un montage redresseur, la majorité des tensions transitoires peut être réduite par l'utilisation de condensateurs adéquats ou de résistances et condensateurs en série. L'emplacement de ces éléments dépend essentiellement du type de tension transitoire à supprimer.

Les diodes redresseuses dites « à avalanche contrôlée » ont une **caractéristique inverse très semblable à celle d'une diode zener,** mais se produisant à des tensions beaucoup plus élevées. Une telle caractéristique permet au montage redresseur d'absorber une quantité limitée et définie d'énergie transitoire.

Cette caractéristique est particulièrement utile pour des diodes redresseuses montées en série et conduit à une amélioration de la répartition des tensions en régime transitoire ou permanent ; d'où excellente tenue de ce type de diode vis-à-vis des surtensions éventuelles.

2° Si vous obtenez deux images horizontalement côte à côte, c'est la base de temps « lignes » (balayage horizontal) qui est en cause ; d'après la description de votre téléviseur, il s'agit du tube PCF 802 et des composants connexes.

Il faut donc en premier lieu vérifier le réglage de la fréquence « lignes » en position 819 lignes (bouton prévu à cet effet) puisque le défaut ne se manifeste qu'en 1re chaîne VHF ; en second lieu, il faudra vérifier tous les composants se rapportant à ces circuits 819 lignes.

3° Nous sommes assez embarrassés pour vous répondre valablement, car vous ne nous précisez pas quel est le type d'antenne intérieure FM que vous envisagez d'employer.

S'il s'agit d'un dipôle 1/2 onde simple, il faut utiliser l'entrée coaxiale 75 Ω.

S'il s'agit d'un trombone (1/2 onde repliée), c'est l'entrée 240 Ω qu'il convient d'employer.

Enfin, cette dernière entrée peut également convenir dans le cas d'une antenne constituée par un morceau de fil quelconque.

Du point de vue antennes intérieures, il est très difficile de dire à priori quel est le type qui donnera les meilleurs résultats ; cela dépend des conditions locales de réception, des réflexions, des altérations du champ à l'intérieur de l'appartement, etc. Il vous suffit donc de faire l'essai des divers types d'antennes intérieures à votre disposition, en recherchant l'orientation, l'emplacement, et en retenant le modèle qui vous aura procuré la meilleure audition (notamment sur une émission en stéréophonie). Vous pouvez faire ces essais sans crainte ; vous ne risquez absolument pas d'endommager votre tuner FM en quoi que ce soit.

●

RR – 01.09-F : M. Christophe GAUMON, 22 DINAN :

1° désire connaître les caractéristiques et le brochage des circuits intégrés LM3900 N et MC3301 P ;

2° est surpris d'avoir du souffle en réception FM stéréophonique alors qu'il n'y en a absolument pas en monophonie ;

3° nous demande ce qu'est une bobine d'arrêt VK 200.

1° Caractéristiques des circuits intégrés :

LM 3900 N : quadruple amplificateur différentiel ; alimentation = + 15 V ; Pd = 150 mW ; polarisation = 200 nA ; impédance différentielle d'entrées = 1 MΩ ; ΔV sortie max = 13 V sur 5,1 kΩ ; gain en tension en boucle ouverte = 61 dB ; bande passante = 2,5 MHz.

MC 3301 P : quadruple amplificateur opérationnel ; alimentation = + 15 V ; Pd = 215 mW ; polarisation = 100 nA ; impédance différentielle d'entrées = 100 kΩ ; ΔV sortie max = 13 V (3 mA) ; gain en tension en boucle ouverte = 40 dB ; bande passante = 4 MHz.

Le brochage représenté sur la figure RR-01.09 est valable pour ces deux circuits intégrés.

2° Le souffle constaté indique que les signaux appliqués à l'entrée du tuner FM ne sont pas d'une amplitude suffisante pour l'obtention d'un fonctionnement correct en stéréophonie (bien qu'aucun souffle n'existe en monophonie). Ceci n'a d'ailleurs rien de surprenant avec une antenne FM intérieure lorsqu'on réside un peu loin de l'émetteur ou que les conditions locales de réception sont difficiles ; la solution consiste tout simplement à utiliser une bonne antenne FM extérieure.

3° Une bobine d'arrêt type VK 200 est constituée simplement par deux ou trois tours de fil de cuivre émaillé enroulés en tore sans une perle de ferrite. Nous pensons que vous pourriez trouver ces composants chez un dépositaire R.T.C. tel que Omnitech, 82, rue de Clichy, 75009 Paris.

●

RR – 01.10 : M. Jean-Claude BESSON, 50 OCTEVILLE :

1° sollicite des renseignements au sujet des détecteurs de métaux ;

2° souhaite obtenir des renseignements complémentaires concernant l'interphone de bord avion - auto - moto décrit dans le nº 1631, page 261 ;

3° nous demande conseil pour l'installation d'antennes de télévision ;

4° aimerait connaître l'état d'un tube cathodique de mesure avant de l'utiliser dans le montage d'un oscilloscope.

1° Les détecteurs de métaux du type « à balance d'induction » sont conçus de telle façon qu'ils ne produisent un signal que lorsqu'un objet métallique entre dans le champ des deux bobines d'induction et **déséquilibre** leur état. C'est ce déséquilibre uniquement qui provoque un signal qui est amplifié par la suite du mon-

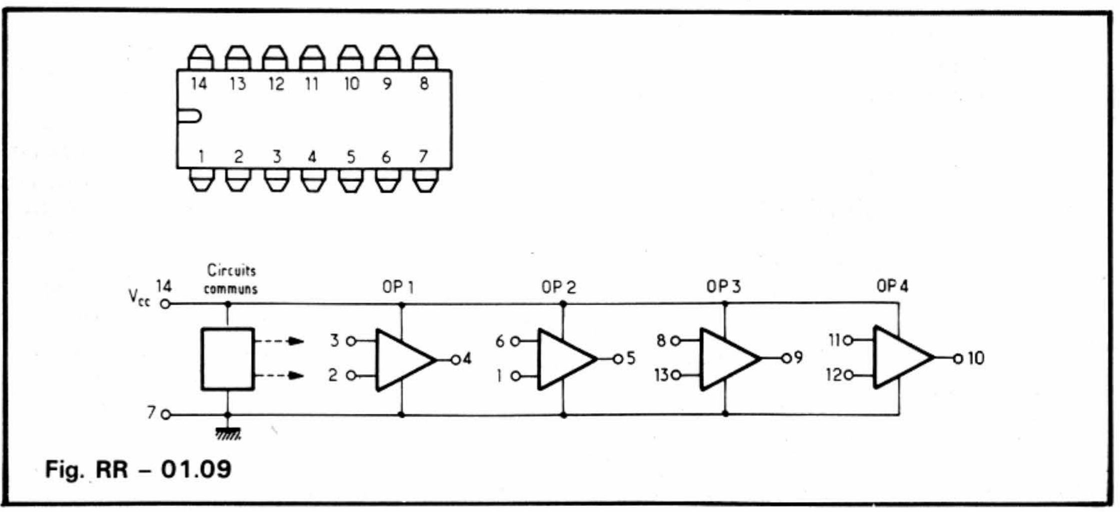


Fig. RR – 01.09

tage. Cela permet d'obtenir une augmentation de la distance de détection ; le son généré diminue ou augmente selon que l'on s'éloigne ou que l'on s'approche de l'objet métallique.

Si nos renseignements sont bons, nous pensons pouvoir vous indiquer que le détecteur de métaux type GD 348 de Heathkit utilise le principe du détecteur à balance d'induction. Peut-être pourriez-vous obtenir ce schéma si vous tenez essentiellement à réaliser un détecteur mettant en œuvre ce principe.

2° Pour cet interphone de bord, vous pouvez vous procurer des équipements de tête (casques, écouteurs, microphones) aux établissements :

ELNO S.A.
18 à 20, rue du Val Notre-Dame
95100 ARGENTEUIL
ou auprès de tout dépositaire de cette société.

Il est parfaitement possible de remplacer les jacks simples par tout autre type de jacks ou connecteur multibroches.

3° On ne couple pas deux antennes TV apparemment quelconques, l'une située sur le toit, l'autre dans le grenier, avec l'espoir d'une amélioration des conditions de réception. Les résultats seraient certainement encore plus mauvais qu'avec une seule ! Si vous avez des difficultés de réception, il faut utiliser une antenne bien dégagée sur le toit, à grand gain, et à préamplificateur incorporé.

4° Il est impossible de dire ainsi si votre tube cathodique est épuisé ou non. Pour le savoir, il faut nécessairement réaliser un montage (même provisoire) permettant de l'alimenter comme dans les conditions réelles d'utilisation.

De toute façon, il est toujours peu recommandé d'employer un tube cathodique de fabrication ancienne et présentement abandonnée. En effet, un tube cathodique est loin d'être éternel, et vous aurez alors de gros problèmes d'approvisionnement le jour où il vous faudra le remplacer.

●

RR – 01.11-F : M. André HEURTIER, 33 BEGLES :

1° nous demande de lui exposer succinctement la technique de dépannage des radiorécepteurs basée sur l'interprétation des bruits ;

2° désire connaître les caractéristiques et le brochage du tube d'émission CSF type F 6010/P 1300 en vue de son utilisation éventuelle dans une station d'amateur ;

3° sollicite des renseignements complémentaires au sujet du chenillard programmable décrit dans le n° 1606, page 99.

1° A la vérité, nous ne connaissons aucune technique de dépannage valable basée uniquement sur l'interprétation des bruits issus d'un radiorécepteur... En fait, il y a aussi des récepteurs en panne qui sont parfaitement silencieux !

Naturellement, des craquements peuvent faire penser à des mauvais contacts ou à des mauvaises soudures. Des étincelles par leurs grésillements ou leurs observations aiguillent immédiatement sur le composant détruit ou en voie de destruction.

Des ronflements peuvent faire penser à un mauvais filtrage de l'alimentation ; mais il y a d'autres causes possibles.

Si l'on touche du doigt le curseur du potentiomètre de volume, cela doit se traduire par un fort ronflement dans le haut-parleur. Dans ce cas, l'amplificateur BF fonctionne et le défaut se situe dans les étages précédant le potentiomètre ; dans la négative, c'est évidemment l'amplificateur BF dont il faut douter (à moins qu'il ne s'agisse de l'alimentation générale).

C'est tout ce que nous pouvons vous dire concernant ce procédé de recherche quelque peu primaire.

2° Pentode d'émission CSF type F 6010/P 1300 :

Chauffage direct = 10 V 20 A ; S = 15 mA/V ; Wa = 1000 W ; F = 30 MHz max.

Conditions en amplificatrice HF classe C :

Va = 3000 V ; Vg1 = – 250 V ; Vg2 = 800 V ; Ia = 820 mA ; Ig2 = 95 mA ; Ig1 = 30 mA ; Vg1 = 10 W – hf ; Wu = 2000 W – hf.

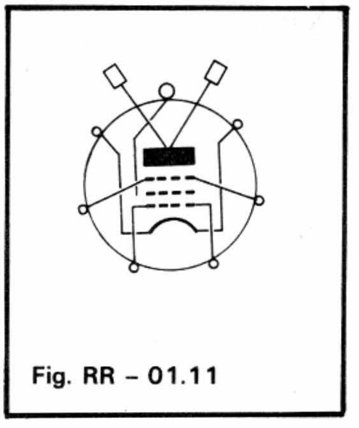


Fig. RR – 01.11

Brochage : voir figure RR-01.11.

Ce tube ne peut pas être utilisé en émission d'amateur, la réglementation prévoyant que le ou les tubes montés à l'étage final PA ne doivent pas présenter une dissipation anodique supérieure à 75 W. Or, comme nous vous l'avons indiqué, pour le tube F 6010, la puissance anodique dissipable Wa est de 1000 W...

3° a) La diode zener BZX 46 – c 10 peut être remplacée par tout autre type de diode de régulation présentant une tension de zener de 10 V.

b) Les triacs TIC 226 D peuvent être remplacés par le type 40669 de R.C.A. ; ce sont des triacs à tension récurrente de pointe à l'état bloqué de 400 V et présentant une intensité directe maximale de 8 A.

c) Le brochage du circuit intégré LM 309 et son implantation sur le circuit imprimé apparaissent nettement sur le dessin de la page 102.

d) Le transistor unijonction TIS 43 de Texas Instruments pourrait se remplacer par les types 2N2646 ou 2N2647. Le brochage de ce transistor unijonction apparaît sur le dessin de la page 102 : le circuit d'émetteur E aboutit à la diode 1N914 (D4) ; le circuit de base B2 aboutit à la diode zener D5 ; enfin la base B1 aboutit à la résistance R4.

e) Sur la figure 3, page 101, la connexion de gauche de la résistance R3 doit aboutir au (+) alimentation (connexion commune à D3 et positif de C1).

●

Nota : Lorsque nous publions un rectificatif (qu'il s'agisse du Haut-Parleur, de Electronique Pratique, ou de toute autre revue), nous nous permettons de donner le sage conseil à nos lecteurs de noter ou de reporter le rectificatif sur l'article auquel il se rapporte.

Même si cet article ne vous intéresse pas dans l'immédiat, il pourra peut-être vous intéresser dans quelques mois. A ce moment là, le petit travail que nous vous demandons vous évitera des erreurs, des hésitations, du courrier pour lequel on attend les réponses avec impatience, etc. Cela éviterait aussi des répétitions inutiles dans la présente rubrique.

●

RR – 01.12 : M. Georges BEAUJEU, 44 St-NAZAIRE, aimerait obtenir des précisions techniques complémentaires au sujet du filtre atténuateur de médium, objet de la réponse RR-11.17-F publiée à la page 309 du n° 1652.

Comme nous l'avons dit, ce filtre s'intercale par exemple dans la liaison entre la sortie du préamplificateur et l'entrée de l'amplificateur, c'est-à-dire au niveau du potentiomètre de volume.

Comme on peut le voir sur la figure, il s'agit d'un double T ponté à fréquences décalées ; nous avons un filtre passe-haut (10 nF - 5,6 kΩ - 10 nF) calculé pour 1600 Hz environ et un filtre passe-bas (10 kΩ - 68 nF - 10 kΩ) calculé pour 450 Hz environ. Ces deux filtres sont connectés en parallèle et shuntés par une capacité de 1,5 nF.

L'intercalation de ce filtre provoque évidemment une certaine atténuation du volume sonore apparent ; il importe donc que l'ensemble préamplificateur + amplificateur présente une réserve de gain suffisante et ne soit pas déjà utilisé en bout de course du potentiomètre de volume.

●

RR - 02.01 : M. Lucien Lacour, 13 AUBAGNE, nous demande conseil pour l'achat d'un fréquencemètre.

Nous ne vous conseillerons pas l'achat d'un fréquencemètre de telle marque plutôt qu'une autre, cette rubrique étant essentiellement technique, et non commerciale.

Vous avez néanmoins bien fait de nous consulter, car l'achat d'un fréquencemètre est une chose délicate pour laquelle il ne faut pas considérer que la fréquence maximale susceptible d'être mesurée et le prix ! Naturellement, le choix se fait comme pour la plupart des instruments de mesure, c'est-à-dire à partir des spécifications et possibilités, mais celles-ci sont parfois difficiles à interpréter. Nous allons donc examiner les spécifications les plus importantes et la façon de les comprendre.

Fréquence maximale

Cette caractéristique semble évidente, mais encore faut-il être certain que la limite en fréquence annoncée n'existe pas que sur le papier, c'est-à-dire qu'elle n'est pas supérieure aux possibilités des circuits intégrés logiques employés dans l'appareil.

Sensibilité

L'expérience nous a prouvé qu'une sensibilité de 15 à 25 mV est la mieux adaptée à la plupart des cas. En fait, une sensibilité plus faible est pratiquement sans objet ; une sensibilité plus grande (1 mV, par exemple) provoque généralement des fausses mesures si le signal n'est pas pur.

Impédance d'entrée

Cette impédance met en jeu la résistance d'entrée et la capacité d'entrée ; ces deux grandeurs doivent donc être connues. Aux fréquences élevées (supérieures à 150 MHz), la capacité d'entrée est le facteur le plus important ; à 500 MHz, 1 MΩ sur 25 pF est égal à 6 Ω, d'où l'utilisation de sorties basses impédances en 50 Ω pour obtenir un taux d'ondes stationnaires le plus faible possible dans les câbles de liaison.

Précision

C'est celle de la base de temps ± 1 digit ; la précision de la base de temps doit inclure le vieillissement et la stabilité en température.

Résolution

Ell se détermine par le nombre de digits et le temps d'ouverture de porte. Il est fréquent de se tromper en ne considérant que le nombre de digits. Un fréquencemètre bien conçu aura donc le bon nombre de digits en fonction du temps d'ouverture de porte et en rapport avec la précision annoncée (comme définie précédemment).

●

RR - 02.02 : M. Patrick Forestier, 51 EPERNAY, sollicite divers renseignements se rapportant à l'écoute des bandes « ondes courtes » et à l'émission d'amateur.

1) Sur les bandes 10, 15, 20 et 40 m, il n'est pas rare du tout de n'entendre qu'un seul des deux radio-amateurs en liaison ; c'est une question de propagation et de distance. En principe, c'est le correspondant le plus éloigné que vous recevez ; pour l'autre correspondant (le plus proche), la distance n'est pas suffisante et vous vous trouvez dans la zone de silence. Par contre, sur la bande 80 m, de tels phénomènes de propagation n'interviennent généralement pas (en tout cas, pas durant la journée), et vous devez parfaitement entendre tous les correspondants.

2) Entre 108 et 117,9 MHz, nous avons les localizers, ILS, VAR, VOR... dont l'écoute est évidemment sans intérêt. Le trafic (le plus intéressant) des radiocommunications aéronautiques civiles « air-air » ou « sol-air » s'effectue entre 117,9 et 140 MHz environ.

Divers montages de récepteurs et d'antennes permettant l'écoute de ce trafic aéronautique sont décrits dans l'ouvrage « Electronique et Aviation » (Librairie Parisienne de la Radio 43, rue de Dunkerque 75010 Paris).

3) Un analyseur de spectre OC est un récepteur « panoramique » qui se connecte parallèlement à un récepteur normal de trafic. Sur l'écran du tube cathodique de l'analyseur de spectre, et pour une largeur de bande arbitraire (100 kHz, par exemple), toutes les émissions présentes sont visibles et matérialisées par des « pips » verticaux. Ces « pips » ont une hauteur fonction du champ de l'émetteur reçu ; ils ont une largeur (ou ils sont en nombre) qui est fonction du spectre de fréquences occupé par l'émission.

Cet appareil permet donc d'analyser, de visualiser, une certaine plage de fréquences, mais n'apporte absolument rien aux points de vue efficacité, sensibilité, sélectivité, etc. du récepteur de trafic proprement dit qui lui est connecté.

4) Autrefois, au temps de la modulation en amplitude, les radio-amateurs même d'une technicité modeste pouvaient construire leur propre émetteur. Nous devrions même dire : « devaient construire leur émetteur », car il n'existait vraiment que très peu d'appareils commerciaux. A l'heure actuelle, tout le trafic des radio-amateurs en bandes décamétriques s'effectue en SSB, et la réalisation des émetteurs permettant ce type de transmission est relativement complexe et assez peu à la portée du débutant. Seuls les techniciens chevronnés peuvent envisager la construction par leurs soins de tels appareils ; les autres doivent en passer par l'achat d'un transceiver du commerce.

●

RR - 02.03 : M. Régis Chambert, 79 NIORT, nous demande :

1) des conseils pour l'installation de parafoudres ;

2) par quels tubes remplacer un tube ELL 80 que l'on ne peut plus se procurer ;

3) des précisions complémentaires au sujet des chronorupteurs électriques.

1) Il n'y a aucune précaution particulière à prendre du point de vue « parafoudres » en ce qui concerne des antennes du genre TH3, ou TH6, ou VHF 144 MHz.

Le pouvoir de captation **électrique** de ces antennes, ou leur induction possible par la foudre, demeure extrêmement faible, si bien que l'utilisation de tubes à gaz limiteurs de tension est tout à fait inutile.

Les tubes parasurtensions (limiteurs ou éclateurs) ne s'utilisent que sur des antennes filaires à long développement (W3 DZZ, par exemple).

2) C'est évidemment un push-pull de 6AQ 5 qui est tout indiqué pour remplacer le tube ELL80. En effet, deux tubes 6AQ 5 en push-pull classe AB1 présentent également une impédance de plaque à plaque de 10 kΩ.

Conditions d'emploi : VA = 250 V ; Vg2 = 250 V par l'intermédiaire des prises d'écrans sur le transformateur (montage ultra-linéaire) ; puissance BF utile = 10 W ; résistance commune de cathode = 100 Ω/3 W.

Le transformateur de sortie tiendra très bien aux intensités consommées : 2 x (70 + 5) mA.

Il est toujours recommandé de tapisser les panneaux internes d'une enceinte acoustique avec des plaques de laine de verre. Puisqu'il s'agit d'une enceinte close, assurez-vous qu'elle est précisément bien close, bien hermétique et sans fuite, afin d'obtenir un bon amortissement des membranes des haut-parleurs.

3) Tous les chronorupteurs électriques ont un fonctionnement qui dépend essentiellement de la fréquence du secteur. Si cette fréquence n'est pas stable, le chronorupteur avance ou retarde, selon le cas, et il n'y a malheureusement aucun remède à cette situation ; le modeste usager ne peut pas stabiliser la **fréquence** du réseau de distribution électrique ! Cependant, la fréquence du secteur EDF est relativement stable (sauf en période de grève), si bien que les écarts des chronorupteurs

demeurent négligeables. D'autre part, la remise à l'heure périodique de ces appareils est tout de même très facile.

●

RR - 02.04-F : M. Raymond Cottier, 17 LA ROCHELLE :

1) construit un récepteur de trafic et nous demande où se procurer différents matériels ;

2) souhaite modifier un récepteur BC652 en vue de son utilisation en SSB ;

3) nous demande des précisions concernant les antennes de réception ;

4) désire connaître les caractéristiques et le brochage des transistors 2N3958 et 2N4093.

1) Vous pourriez trouver l'essentiel des matériels qui vous sont nécessaires (mandrins, supports, contacteurs, etc.) auprès des revendeurs suivants :

OMNITECH
82, rue de Clichy
75009 Paris

RADIO VOLTAIRE
7, avenue Parmentier
75011 Paris

Concernant le fil, celui-ci n'est malheureusement vendu qu'en bobine de 1 ou 2 kg. Mais vous pourriez obtenir le fil qui vous est nécessaire en déroulant des bobinages récupérés sur d'anciens récepteurs radio ou TV (à la casse, chez les radio-électriciens de votre région).

Quant aux transformateurs 455 kHz, si vous êtes débutant (avec probablement peu d'appareils de mesure), nous ne vous conseillons pas de les construire vous-même ; il est préférable de les acheter dans le commerce (voir aux adresses indiquées précédemment).

2) Les modifications à apporter pour recevoir confortablement la BLU consistent à remplacer la détection diode ordinaire pour AM par un détecteur de produit. Pour cette modification, nous vous prions de bien vouloir vous reporter à notre N° 1499 (p. 347) ou à notre ouvrage « l'Emission et la Réception d'Amateur » (p. 523). Pour la régénération de la porteuse, vous pourriez utiliser le BFO prévu à l'origine sur le récepteur, à condition qu'il soit très stable. Sur le montage proposé, vous verrez cependant que l'on utilise un BFO à deux quartz, donc rigoureusement stable, et qui assure un plus grand confort dans le trafic.

3) L'antenne de réception en L ne présente rien de particulier ; elle est constituée par un fil horizontal prolongé par un fil de descente vertical à l'une de ses extrémités, et c'est probablement une antenne de ce genre que vous utilisez présentement...

Le modèle le plus répandu à trappes pour la réception est le type SWL7 ; la description de cette antenne a été publiée dans notre N° 1644, page 280.

Les trappes proprement dites sont difficilement réalisables d'une manière valable (notamment concernant leurs accords) par l'amateur. Mais cette antenne est commercialisée et vous pouvez vous la procurer chez S.E.R.C.I. 11, boulevard St-Martin, 75003 Paris.

4) Caractéristiques maximales des transistors suivants :

2N3958 : double FET canal N ; Pd = 250 mW ; Vp = 4,5 V ; Vds = 20 V ; Vdss = 50 V ; Vgss = 50 V ; Ig = 50 mA ; Idss = 5 mA ; gfs = 1 à 3 millihoms.

2N4093 : FET canal N ; Pd = 1,8 W ; Vp = 5 V ; Vds = 20 V ; Vdss = 40 V ; Vgss = 40 V ; Ig = 10 mA ; Idss = 8 mA.

Brochages : voir figure RR - 02.04-F.

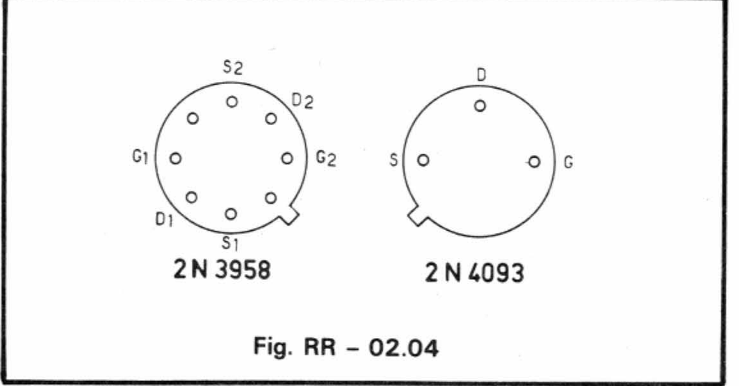


Fig. RR – 02.04

●

RR - 02.07 : M. Alain Boisser, 53 COUDRAY, nous demande :

1) comment calculer la fréquence d'un oscillateur push-pull ;

2) des précisions concernant certains émetteurs ;

3) de lui indiquer les numéros de nos différentes publications comportant des descriptions d'interphones ;

4) des renseignements concernant le montage en pont ou en H de deux amplificateurs BF.

1) La fréquence d'un oscillateur push-pull se calcule très exactement de la même façon que dans le cas d'un oscillateur simple. Cette fréquence d'oscillation dépend essentiellement des caractéristiques de la bobine et du condensateur constituant le circuit accordé ; il suffit d'appliquer la formule :

$$F = \sqrt{\frac{253 \times 10^8}{L \times C}}$$

avec F en kHz, L en μH et C en pF.

2) Les émetteurs de Sainte-Assise transmettent des signaux horaires pour le compte du B.I.H. (Bureau International de l'Heure). Fréquences : 7 428 kHz-10 775 kHz et 13 873 kHz. La station pilote de ce réseau est située à Saint-André-de-Corcy (Rhône) et fonctionne sur la fréquence de 91,5 kHz.

L'émetteur de Pontoise est une station de radio commerciale des P.T.T. dont une partie du trafic est d'ailleurs écoulée également par les émetteurs de Sainte-Assise.

3) Voici les numéros des revues ayant traité des sujets qui vous intéressent :

Montages divers d'interphones :
Radio-Plans N° 283 (p. 42) et 387 (p. 84)
Haut-Parleur N° 1366 (p. 46), 1370 (p. 237) et 1425 (p. 25)

Interphones automatiques commandés par la parole :
Radio-Plans N° 301 (p. 16)
Haut-Parleur N° 1152 (p. 64)

Interphones secteur à liaison HF :
Radio-Plans N° 304 (p. 38)
Electronique Pratique N° 1536 (p. 77)
Haut-Parleur N° 1577 (p. 175)

Interphone portier :
Electronique Pratique N° 18 (p. 85)

Interphone portier-duplex (avec dispositif d'appel) :
Radio-Plans N° 350 (p. 40)

4) En ce qui concerne le montage en pont ou en H de deux amplificateurs BF, veuillez vous reporter aux publications suivantes :
Haut-Parleur N° 1530 (p. 348) et 1548 (p. 314).
Hi-Fi Stéréo février 1977 (p. 137).

En outre, notre N° 1548 publie précisément le montage d'un amplificateur BF de ce genre d'une puissance de 100 W.

Nous avons cependant observé que ce type d'amplificateur apporte tout de même un niveau de distorsions bien plus important qu'un montage push-pull classique.

●

ERRATA COURRIER TECHNIQUE

N° 1653, page 275, 3e colonne.

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}}$$

Il est curieux de remarquer que 9 fois sur 10, le radical d'une formule « saute » à l'imprimerie !

●

UN COMPRESSEUR DE MODULATION DE TYPE HF

IL s'agit d'une réalisation simple qui n'utilise que des composants courants et de très bon marché. Les amateurs, qui pratiquent assidument le trafic sur les bandes très encombrées, savent tout l'intérêt que présente la compression de modulation en ce qui a trait à l'efficacité de l'émission.

On se reportera, pour mieux comprendre la description et saisir le principe du fonctionnement à la figure 1 qui en présente le diagramme. Le schéma électrique faisant suite avec la figure 2.

Le signal BF issu du microphone est appliqué, au travers d'une résistance d'adaptation, au potentiomètre de gain BF, P_1, qui commande l'entrée d'un amplificateur à deux étages à couplage direct T_1 (BC109C) et T_2 (BC107B) dans lequel le second est monté en émetteur-suiveur. Une cellule R_2 (10 kΩ) – C_1 (1 nF) sert de protection contre de possibles rentrées HF et, par conséquent, va dans le sens de la stabilité de l'amplificateur. La sensibilité est telle que, même un microphone dynamique, à faible niveau de sortie (2 à 5 mV) permet de tirer du montage tous ses avantages. Le découplage partiel de la résistance d'émetteur par C_4 (0,68 μF) permet de limiter la bande passante vers le bas à 300 Hz.

La tension BF, prélevée à partir de T_2 est appliquée par C_5 (220 nF) à la broche 8 d'un circuit SO42P et C_5, avec la résistance d'entrée, forme un filtre passe-haut qui contribue également à couper les basses en-dessous de 300 Hz. Ce circuit intégré est très intéressant dans un tel montage car il contient par ailleurs l'oscillateur de porteuse à 455 kHz et également tous les éléments d'un mélangeur équilibré à forte réjection de porteuse et à grande amplification. On trouve donc, à la sortie, un signal modulé à double bande latérale (DSB) qui est mis en évidence dans le transformateur L_3-L_4, lequel sert de liaison avec le limiteur T_3-T_4 (SF241 ou similaires) monté en amplificateur différentiel. A partir de 200 mV crête sur la base de T_3 le limiteur intervient c'est-à-dire que la tension de sortie de T_4 reste constante. Pratiquement, le signal appliqué à la base de T_3 peut atteindre 2 V crête, ce qui correspond à un gain de 20 dB. Le potentiomètre P_3 (1 kΩ) a pour rôle d'égaliser les paramètres de T_3 et T_4, de manière à obtenir un écrêtage bien symétrique. C'est ce signal écrêté qui est mis en évidence dans le transformateur L_5-L_6 dont le primaire, comme L_3, est accordé sur 455 kHz. Le secondaire, à basse impédance, est relié à deux filtres céramique successifs. Fl_1 et Fl_2 qui sont des SFD 455 B. Le couplage des résonateurs C_{16}-C_{17} (82 pF) a été choisi de manière à ce que la bande passante se termine par une pente très raide, bonne garantie d'élimination de composantes indésirables, à laquelle concourt déjà, en amont, le circuit accordé L_5-C_{15} (2,2 nF). Et on retrouve sur la gate de T_5 (BF244) le signal SSB venant du filtre et sur la source, le signal à 455 kHz en HF pure par l'intermédiaire de la bobine de couplage L_2. A la sortie du filtre à deux éléments R_{20} (15 kΩ), C_{22} (1 nF) et R_{22} (15 kΩ), C_{23} (1 nF), nous disposons d'un signal BF débarrassé de toute trace de haute fréquence. C'est un amplificateur opérationnel μA741 qui fait suite comme amplificateur de ce signal, dont le niveau pourra être ajusté à volonté. C'est le rôle de P_5 (10 kΩ). En même temps, un circuit de mesure, alimenté par la tension de sortie permet d'apprécier le pourcentage de compression.

Cette description est celle d'une réalisation personnelle de l'amateur allemand P. Solf (DK1HE). Nous devons la publication à la revue allemande CQ-DL 8/79 qui doit être remerciée pour l'autorisation très libérale dont nous bénéficions de reprendre quelques-uns des sujets les plus intéressants, et de les traduire ou de les adapter à l'intention de nos lecteurs.

La liste du matériel utilisé est la suivante :

R_1 = 39 kΩ
R_2 = 10 kΩ
R_3 = 1 MΩ
R_4 = 270 kΩ
R_5 = 390 Ω
R_6 = 4,7 kΩ
R_7 = 22 kΩ
R_8 = 12 kΩ
R_9 = 1,8 kΩ

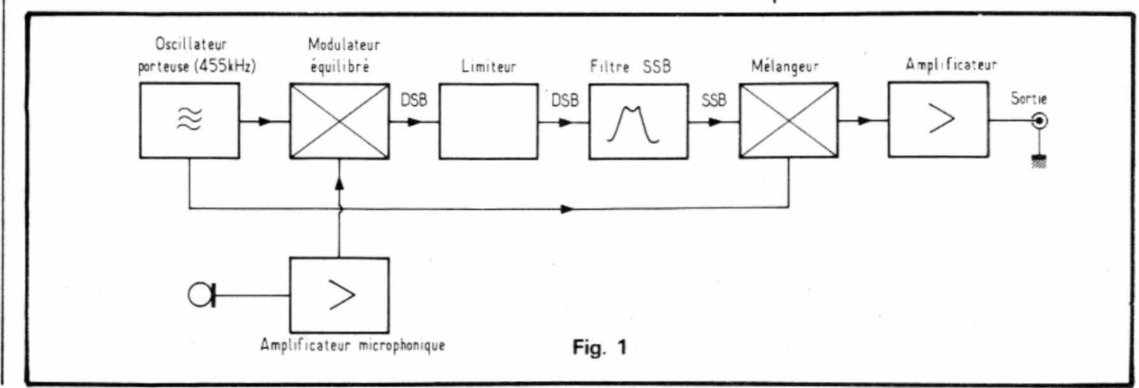


Fig. 1

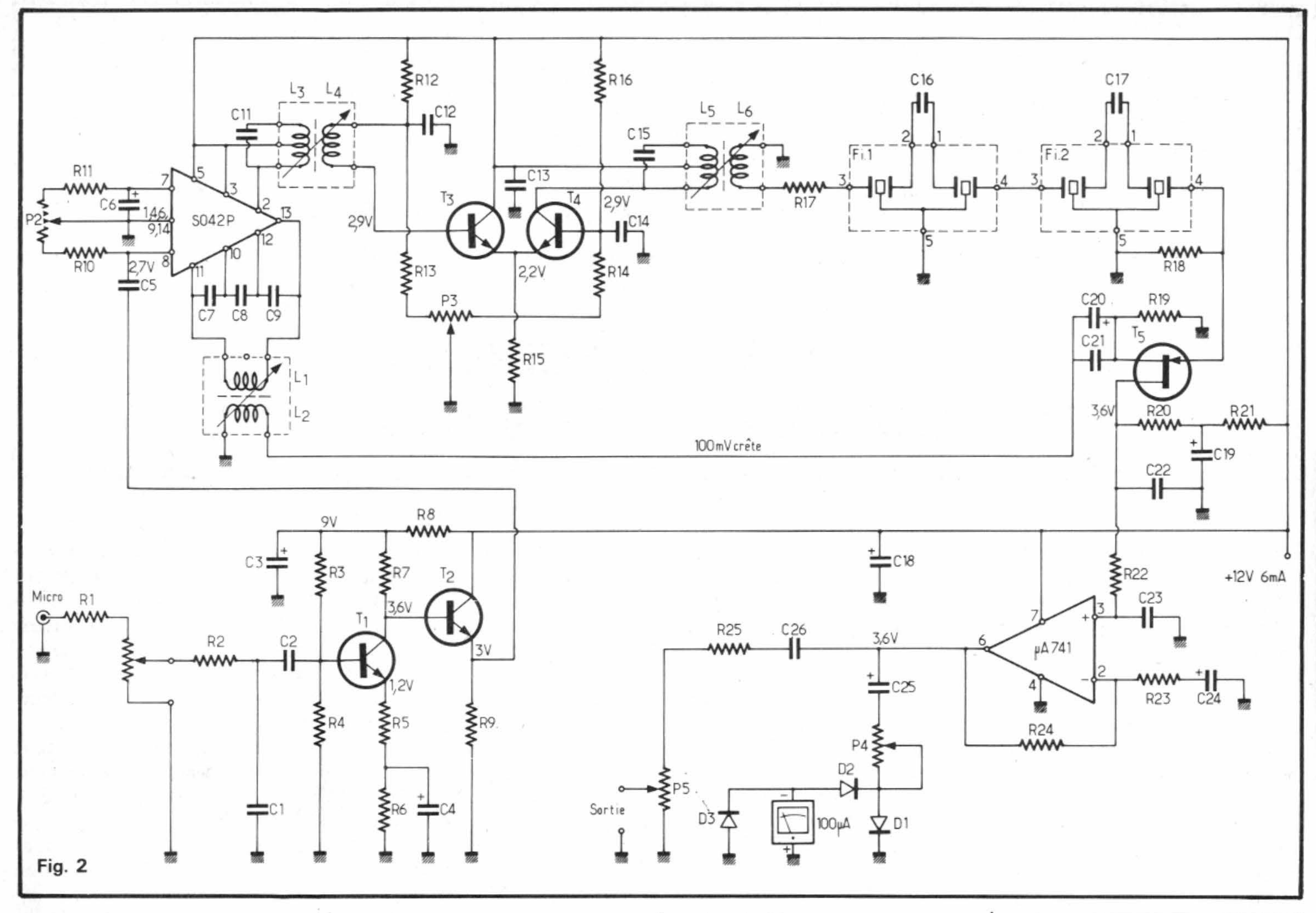


Fig. 2

R_{10} = 56 kΩ
R_{11} = 56 kΩ
R_{12} = 39 kΩ
R_{13} = 12 kΩ
R_{14} = 12 kΩ
R_{15} = 33 kΩ
R_{16} = 39 kΩ
R_{17} = 3,3 kΩ
R_{18} = 3,3 kΩ
R_{19} = 5,6 kΩ
R_{20} = 15 kΩ
R_{21} = 15 kΩ
R_{22} = 15 kΩ
R_{23} = 330 Ω
R_{24} = 100 kΩ
R_{25} = 150 kΩ
P_1 = 10 kΩ (axe)
P_2 = 10 kΩ
P_3 = 1 kΩ
P_4 = 5 kΩ
P_5 = 10 kΩ

(toutes résistances 1/4 W)

C_1 = 1 nF
C_2 = 0,1 µF
C_3 = 47 µF
C_4 = 0,68 µF
C_5 = 0,22 µF
C_6 = 10 µF
C_7 = 4,7 nF
C_8 = 22 nF
C_9 = 4,7 nF
C_{10} = 0,1 µF
C_{11} = 2,2 nF
C_{12} = 47 nF
C_{13} = 0,1 µF
C_{14} = 47 nF
C_{15} = 2,2 nF
C_{16} = 82 pF
C_{17} = 82 pF
C_{18} = 100 µF
C_{19} = 47 µF
C_{20} = 10 µF
C_{21} = 47 nF
C_{22} = 1 nF
C_{23} = 1 nF
C_{24} = 10 µF
C_{25} = 22 µF
C_{26} = 0,1 µF
D_1
D_2 diodes germanium
D_3 de détection

Tableau des bobinages :

Ils ont été réalisés sur des mandrins à noyau Néosid type 7A1 que l'on peut se procurer, ainsi que les filtres céramiques SFD 455 B, chez Elektronikladen à Paris.

Les bobinages ont été ainsi réalisés avec du fil, très fin, émaillé de 1/10 mm.

L_1 = 46 tours (56 µH) jointifs.
L_2 = 5 tours, autour de L_1
L_3 = L_5 = 45 tours avec point médian
L_4 = 10 tours autour de L_3, côté froid
L_6 = 2 tours autour de L_5, côté froid.

Cette réalisation a été utilisée pendant plusieurs mois sur un FT200 et a donné toute satisfaction puisque les correspondants ont estimé à 1 ou 2 points le gain par rapport à un signal sans compression, sans que la modulation perde de sa qualité initiale. L'auteur estime que les résultats obtenus sont surtout fonction du soin que l'on apporte à la précision du réglage des circuits accordés. C'est pourquoi une telle entreprise ne peut être envisagée que par un amateur techniquement averti. Toute réalisation commerciale serait bien entendu soumise à l'agrément de l'auteur.

Réalisation

Elle est simplifiée par la réalisation du circuit imprimé de la figure 3 avec son plan d'implantation des éléments à l'échelle 1/1. Il s'agit d'une platine de 80 × 110 mm qui devra être logée dans un coffret et la masse du châssis ramenée à la masse du coffret en un seul point. La tension d'alimentation (12 V - 25 mA en incluant la consommation de la diode luminescente) sera parfaitement stabilisée.

Le schéma tel qu'il est présenté est prévu pour une entrée micro de 50 kΩ. Dans le cas d'utilisation d'un micro à basse impédance (200 Ω par exemple), supprimer la résistance-série d'entrée R_1. Pour un microphone céramique, prévoir une adaptation particulière.

Le mélangeur SO42P doit être câblé directement dans le circuit et non par le truchement d'un support.

Dans le cas où la tension de sortie serait insuffisante, on pourrait modifier la valeur de R_{25} (150 kΩ) en l'abaissant selon le besoin puisqu'elle forme la branche haute d'un pont diviseur avec P_5 (10 kΩ). Autrement dit, on ne trouve aux broches de P_5 que le 1/10 de la tension produite.

Mise au point

Là encore quelques indications de l'auteur. Tout d'abord le matériel de mesure nécessaire : il préconise soit un oscilloscope avec une sensibilité en vertical de 10 mV par division ou un millivoltmètre HF et un contrôleur minimum 20 kΩ/V.

Puis procéder ainsi :

- Mettre les cinq potentiomètres à mi-course (sauf P_1 dont le curseur sera à la masse).
- Engager les noyaux des bobines à mi-course.
- Amortir provisoirement L_3-C_{11} et L_5-C_{15} chacun par une résistance de 3,9 kΩ.
- Ponter R_{15} par 2,2 kΩ.
- Monter P_2 et brancher l'oscillo ou le voltmètre HF à la gate de T_5.
- Avec L_1 au maximum d'amplitude, égaliser la bosse du filtre en engageant plus avant le noyau et continuer jusqu'à ce que le niveau diminue de 6 dB.
- Supprimer l'amortissement de L_5 et l'accorder au maximum. Abaisser la tension par P_2 à 10 mV puis revenir en arrière avec le noyau de façon à diminuer encore la tension de 6 dB.
- Supprimer l'amortissement de L_3 et accorder celle-ci au maximum. Affiner par P_2 la suppression de porteuse jusqu'à obtenir 10 mV crête sur la gate de T_5 affiner le réglage de L_3 et P_3 pour un maximum et ramener par P_2 la lecture à 10 mV sur T_5. Tirer en arrière le réglage de L_3 pour diminuer la tension de 6 dB.
- Ajuster au maximum par P_2, la suppression de porteuse et supprimer l'amortissement de R_{15}.
- Mesurer au voltmètre à la sortie du compresseur et pousser P_5 à fond.
- Parler dans le microphone, avec P_1 faiblement engagé, jusqu'à entendre de la BF. Retoucher alors L_1 pour obtenir la qualité la meilleure possible.

On obtient ce résultat en deux points mais c'est celui pour lequel le noyau est le plus engagé, qui est le bon (USB).

- L'oscilloscope étant sur la base de T_3, faire devant le microphone une note claire prolongée (A, par exemple) et tourner P_1 jusqu'à obtenir une lecture de 2 V crête et en même temps agir sur P_4 de manière à ce que la tension redressée lue sur l'appareil de mesure atteigne les deux tiers de l'échelle. Ce point qui sera marqué à part correspond à un taux de compression de 20 dB environ.

Mise en service

La sortie du compresseur sera réunie à l'entrée « micro » de l'émetteur, P_5 étant à la masse et l'émetteur correctement réglé. Le circuit de compression étant en service, parler devant le microphone en accroissant progressivement la course de P_1 jusqu'au niveau 20 dB déterminé lors des réglages. Tourner lentement P_5 jusqu'à ce que le courant grille du PA, atteigne sa valeur normale, sans dépasser la valeur habituelle de courant plaque. Finalement on ajustera la position de P_1 au niveau optimum grâce aux contrôles des partenaires rencontrés sur l'air.

Nous pensons que nos lecteurs, radio-amateurs, auront comme nous-même pris grand intérêt à cette réalisation qui a le mérite de la simplicité et qui peut être abordée sans risque d'échec coûteux puisque l'appareil s'interpose extérieurement entre le microphone et l'émetteur.

Traduction et adaptation de :

Robert PIAT
F3XY

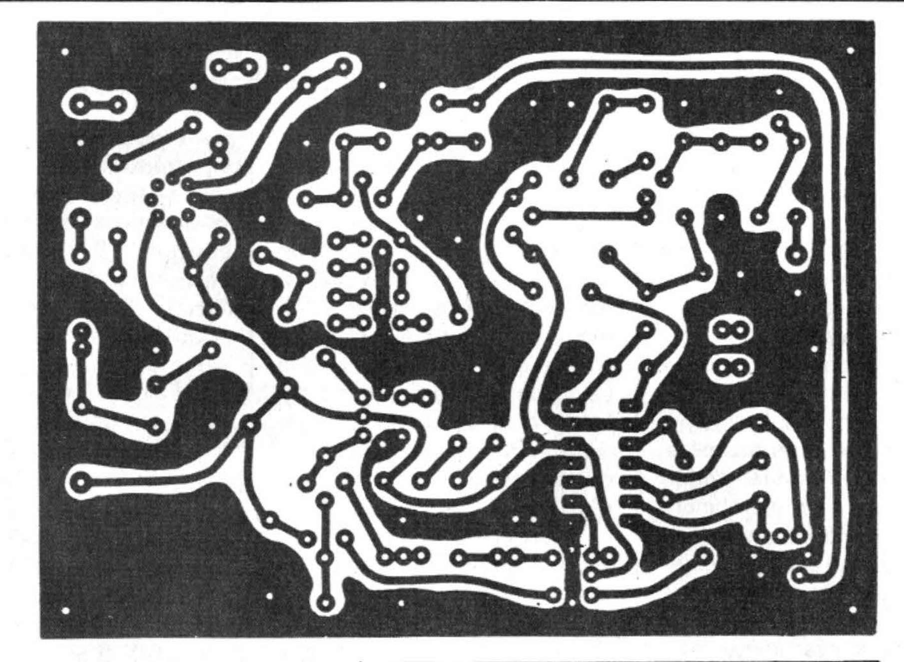


Fig. 3

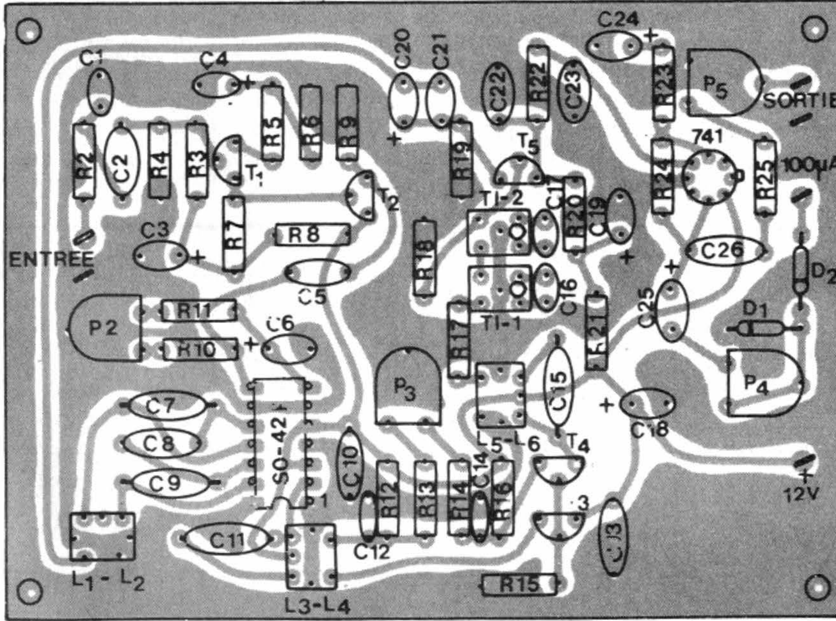


Fig. 4

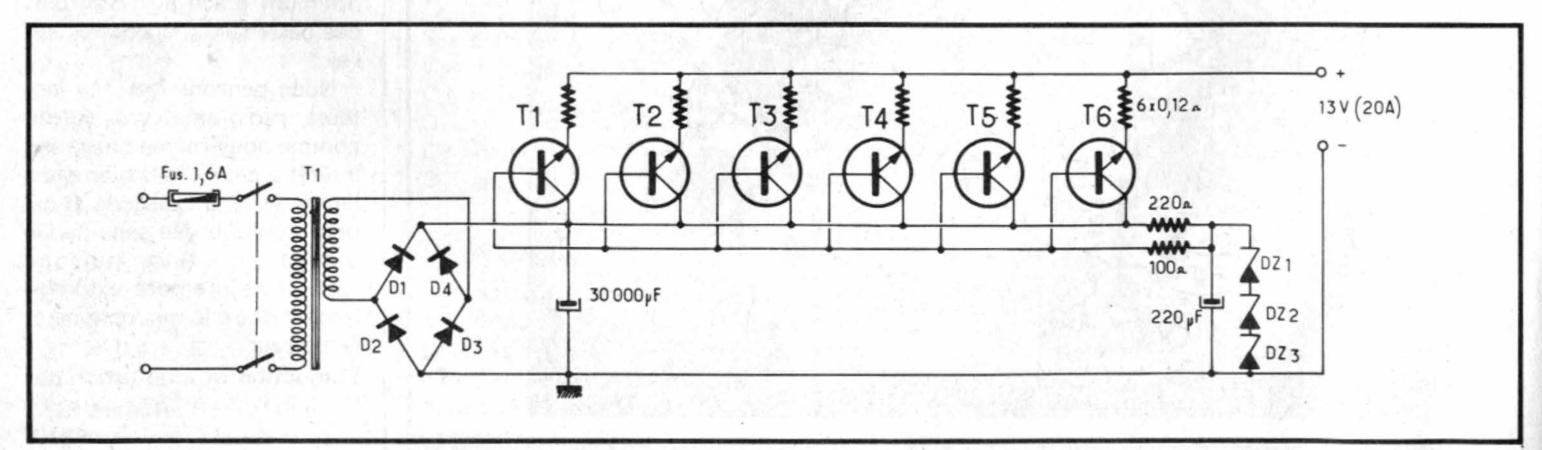
ALIMENTATION SECTEUR (13 V - 20 A) POUR EMETTEUR/RECEPTEUR

Un certain nombre d'appareils commerciaux sont, à l'inverse du plus grand nombre, alimentés à partir d'une tension d'environ 12 V continu c'est-à-dire celle que délivre généralement une batterie de voiture. Ce qui suppose que l'on ne peut les utiliser qu'en mobile. C'est le cas de l'excellent petit transceiver Atlas 210X, pour ne citer que celui-là. L'utilisation en fixe pose le problème de l'alimentation. Une solution un peu complexe consiste à se procurer une batterie de forte capacité et un bon chargeur, ce qui dans une maison n'est jamais un voisinage tellement agréable, à l'usage mais c'est la solution parallèle à celle de la batterie de voiture chargée en permanence par l'alternateur du bord.

Mais, grâce à la technologie moderne, une autre solution s'impose c'est celle de l'alimentation directement à partir du secteur, en prenant naturellement quelques garanties quant à la stabilité de la tension d'utilisation (fig. 1).

Nous partons d'un transformateur T_1, bobiné spécialement. On peut le faire soi-même, à partir d'un transformateur de télévision récupéré, présentant une bonne section de fer, et dont on débobinera tous les secondaires non sans avoir déterminé avec l'enroulement « filaments » le nombre de tours par volt. Ce sera ensuite un peu fastidieux mais assez facile de bobiner le nombre de tours convenable pour obtenir à vide, une tension alternative de 14 V, une fois les tôles remontées. Nous suggérons de mettre deux fils de 20 à 22/10 mm en parallèle, ce qui « passe » 20 A, plutôt qu'un fil unique qui devrait avoir une section de 30/10 mm mais serait beaucoup plus difficile à bobiner serré. Par expérience, 50 à 60 tours de gros fil bobiné à la main, c'est dur ! Nous avons d'ailleurs eu l'occasion dans le passé de décrire la « reconversion » à la demande d'un tel transformateur, avec le calcul des éléments. Donc, transformateur 220 V/14 V ± 10 %. Le redressement est effectué en pont par un bloc monolithique de quatre diodes 25 A moulées par construction. La tension redressée est filtrée par un bloc de condensateurs de 10 000 µF en parallèle et on mesure, aux bornes du filtre, exactement 20 V, qui sont appliqués aux collecteurs de six transistors Darlington TIP122, montés en parallèle, en régulation série. Chaque émetteur comporte une résistance-série de 0,12 Ω et la tension de base est stabilisée à environ 14,5 V, par une chaîne de trois diodes zener, en série (Dz_1 = Dz_2 = C4V7. et Dz_3 = C5V6). Le courant qui traverse la chaîne des trois diodes étant d'environ 4 mA, l'amplification en courant du système est de 5000, approximativement. Par contre, la tension d'entrée étant de 20 V, pour 13 V à l'utilisation, la puissance dissipée en amont est de (20 – 13) × 20 = 140 W. Cela sous-entend le montage des six transistors sur un refroidisseur de 180 × 180 × 4 mm, de même le pont de diodes sera associé à un pont disperseur thermique.

Inspiré de CQ-DL 8/79.



PETITES ANNONCES

TARIF DES P.A.

Nous prions nos annonceurs de bien vouloir noter que le **montant** des petites annonces doit être obligatoirement joint **au texte envoyé (date limite : le 15 du mois précédant la parution),** le tout devant être adressé à la Sté Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. 200.33.05.

C.C.P. Paris 3793-60

Offre d'emploi la ligne TTC	13 F
Demande d'emploi la ligne TTC	6 F
Achat de matériel la ligne TTC	14 F
Vente de matériel la ligne TTC	14 F
Fonds de commerce la ligne TTC	17 F
Divers la ligne	17 F
Domiciliation au journal TTC	16 F
Forfait encadrement TTC	31 F

La ligne de 31 lettres signes ou espaces

Le montant des petites annonces doit être obligatoirement joint au texte le 15 du mois précédant la parution.

(Annonces commerciales demander notre tarif).

Offres d'emploi 13 F

DÉPANNEUR TV noir et blanc couleur + petit matériel B.F. permis conduire VL.
VENDEUR HIFI expérience exigée libre de suite – HIFI DELVALLÉE, 85, bd Haussmann, 75008 PARIS. Tél. : 265.71.51 et 265.33.97.



National Panasonic Technics

recherche

TECHNICIEN-ELECTRONICIEN

Titulaire CAP ou BEP,

dégagé des obligations militaires, pour dépannage en atelier de matériels

RADIO - HI-FI.

Adresser CV et prétentions au Service du Personnel 13/15, rue des Frères Lumières 93150 LE BLANC MESNIL

OP ORGANISATION ET PUBLIC

CONFORAMA FRANCHE-COMTÉ recherche TECHNICIEN qualifié et confirmé TV HIFI.
Responsabilités des installations et entretiens.
Pose d'antennes. Libéré oblig. milit.
Envoyer C.V., photo et prétentions salaire au journal n° 360.

Recherchons agents commerciaux ayant une formation DISC JOCKEY. Commission importante. Tél. : 422.00.56.

Paris recherche Technicien T.V. couleur N/B. Tél. : 700.60.79.

Recherche représentants multicartes pour vente de matériel : accessoires HIFI et vidéo – Cordons fiches – Câbles. Secteur PARIS, région NORD et EST.
Envoyer C.V. à GÉNÉRALE INDUSTRIELLE DE CABLAGE, 19, rue Delorme, 03000 MOULINS.

Jeune Société recherche :
VENDEURS spécialisés en :
– Vidéo surveillance
– Détection vol
– Interphonie, sonorisation et courants faibles
Secteurs : Paris et sa région.
Forte rémunération sur affaires.
Téléphoner au 296.58.58, pour rendez-vous.

Jeune Société recherche **TECHNICIENS - MONTEURS** en :
– Vidéo surveillance
– Détection vol
– Interphonie, sonorisation et courants faibles.
Téléphoner au 296.58.58 pour R.V.

Sté pleine expansion proche banlieue EST PARIS C.A. 25 M, domaine électronique, RECHERCHE ingénieur diplômé pour poste « CHEF DE FABRICATION » études et recherches. Envoyer C.V. + photo et prétentions au journal n° 361.

Demande d'emploi 6 F

J.H. 21 ans techn. réparateur radio BF connaissance fonct. SAV cherche emploi Paris ou banlieue Nord. Tél. : 986.26.16.

J.H. 23 ans sérieux travailleur, cherche emploi VENDEUR HIFI débutant sur Paris. Tél. : 660.03.17.

---

32 techniciens RTV N/B couleur formation FPA cherchent emplois toutes régions. libres 30-7-80. Ecrire M. Burie ADRTV 3/4 AFPA, 35, rue de la Mitterie, 59160 LOMME.

Electrotech. jeune, dyn., cherche emploi stable sur Paris. Démonstr. Install. HIFI. M. MORDELET, 33, rue de Strasbourg, 93 EPINAY-SUR-SEINE. Tél. : 280.64.91 p. 215 H.B. (R.D.V.).

ARTISAN électromécanicien, électronicien à 20 km Sud de STRASBOURG.
Dispose ateliers, secrétariat (franç.-allem.), bonnes réf. bancaires.
Recherche : S.A.V. – maintenance – installation – dépôt ou représentation dans les branches : électriques, électromécaniques – électroniques.
Etudie et répond à toutes les propositions. Ecrire au journal n° 363.

Fonds de commerce 17 F

NEUILLY
330 m² salle polyvalente
INDIMO 766.01.43

Fonds radio T.V. 16ᵉ Nord. C.A. 130 U. Vente + SAV. Tenu 17 ans, pour raisons famil. Vente ou gérance, réf. pour traiter. Tél. : 456.64.83 avant 9 h après 21 h + W.E.

Cause départ retraite, vds fonds TÉLÉ HIFI, magasin neuf, loyer modéré. Tél. : 707.13.70. Paris-13ᵉ.

NANTES (44). Vds très bonne affaire Radio Télé Dépannage avec magasin atelier, logt idéal pour couple mari technicien. Tél. : (40) 76.92.85.

Vds Dordogne Fonds Radio-TV-Mén. HIFI C.A. 1U. Prix 250 000. Ecrire au journal n° 355.

---

94 Vitry, fonds dépann. TV-Ménager froid, mag. + atel. + bur. + rés. 200 m². Mat. bon état + 2 voitures. Bail neuf 1 300 F mois. Prix 230 000. Ecrire journal n° 362.

Vds cause santé ville Sud Dordogne Fonds com. radio TV Ménager Rép. Bail ts com. récent. Prix demandé 22 U. Ecrire au journal n° 364.

Artisan dépan. Télé cède clientèle 92 Sud-Ouest. Tél. 644.20.80.

Achat de matériel 14 F

Achète transformateurs de sorties pour ampli BF modèle AM 1713 de marque FERRIX ou BY 37 LIE, J. LAMBOLEZ, 44, rue Ch.-de-Gaulle, 88160 LE THILLOT. Tél. : (29) 61.00.82.

Vente de matériel 14 F

TÉLEC - DIFFUSION
6, rue Pasteur, 17800 PONS
Tél. : (46) 94.03.57

Matériel en bon état de marche.
Oscilloscopes : C.R.C. OC 360, du continu à 10 Mcs, 10 mV cm, 950 F ; OC. 341, du continu à 4 Mcs, 10 mV cm, 650 F ; PHILIPS GM 56.56, du continu à 500 Kcs, 500 F ; GM 56.59. 10Cs à 500 Kcs. 400 F : AGELEC, du continu à 10 Mcs, 100 mV cm, 700 F.
Millivoltmètre BELIN AC – de 1 mV à 300 V, 200 F. ANTIVOL ultrasons – 12 V, protège jusqu'à 200 m³, 200 F. RÉCEPTEUR AME, type 7 G 1680, 1 000 F.
Prix T.T.C. port en sus.

VENDONS FLIPPERS bon état à partir de 600 F. Tél. : 834.12.32.

Soldes - Matériel de Salon. Prix sans précédent. Fisher CR 5122. Magnéto cassette haut de gamme, 2 moteurs C.C. à asservissement électronique. Double cabestan. 3 têtes ferrite. Dolby et Dolby FM. Prix : 2 250 F. Nombreux appareils soldés dans nos deux auditoriums. Tél. : 255.87.07 et 606.82.72.

---

midri
75, bd de Courcelles,
75008 PARIS
tél 766 23 72 et 763 57 48

VEND en GROS et 1/2 GROS
AUX REVENDEURS
PARIS-PROVINCE

SONO et LIGHT-SHOWS

POUR LA PREMIERE FOIS AU MONDE, UNE CELLULE A QUI LES CHAUDS ET FROIDS NE FONT NI CHAUD NI FROID.



EPC 100 MK2

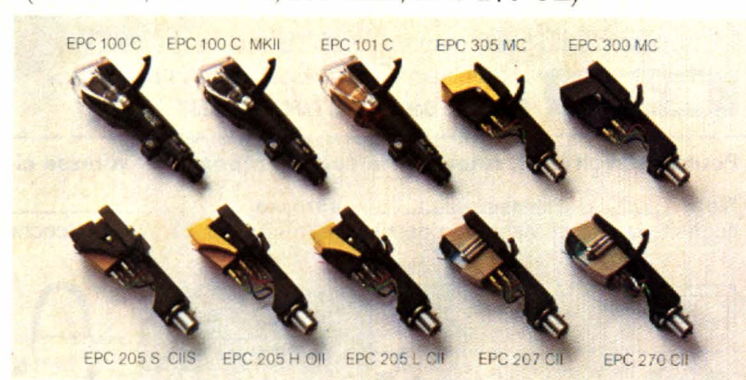
Jusqu'à présent les cellules étaient sensibles aux variations de température. Et le son en était modifié. Inconvénient majeur que seul Technics a su résoudre en inventant un nouveau matériau : le TTD. Grâce à celui-ci la cellule EPC 100 MK2 de Technics offre une courbe de réponse qui s'étend jusqu'à 60 kHz avec un excellent comportement de 20 Hz à 15 kHz, quelles que soient les variations de température.

Première mondiale de Technics qui n'est pas la seule. Cette cellule permet également de résoudre le problème des résonnances dues aux hautes fréquences et ce, en combinant légèreté et rigidité. Pari qui paraissait insoluble jusqu'à ce que Technics crée le plus petit diamant du monde (taillé au laser) et équipe pour la première fois au monde une cellule d'un tube porte-pointe en bore pure.

La cellule EPC 100 MK2 de Technics. Une cellule qui est le résultat de 3 premières mondiales.

Mais la cellule EPC 100 MK2 n'est pas la seule cellule créée par Technics.

Il existe toute une gamme de cellules Technics, utilisées par les professionnels (EPC 100 et EPC 101 C), à bobines mobiles (305 MC et 300 MC), et à aimant mobile (205 CIIS, 205 CIIH, 205 CIIL, EPC 270 CII).



Morel Peyrat Garnier/SMP

Technics

13-15, rue des Frères-Lumière – 93150 Le Blanc-Mesnil – Tél. : 865.44.66 – 56, rue de Sully – 69006 Lyon – Tél. : (7) 889.68.38.
TECHNICS, PANASONIC ET NATIONAL : 3 MARQUES DE MATSUSHITA ELECTRIC.



Siare est le fabricant spécialisé en enceintes acoustiques le plus important en France. Cette place de leader est le fruit de 36 ans d'expérience alliée à la collaboration de chercheurs hautement qualifiés.

Siare peut ainsi offrir à l'acoustique française trois gammes d'enceintes musicales complémentaires : la série 200, la série des enceintes compactes Axord, ainsi que la nouvelle série Club, composée de trois enceintes à très haut rendement.

SIARE
36 ans d'acoustique